

文章编号: 2095-4980(2021)01-0042-07

基于 DMT/QAM 和 STBC 的室内 MIMO 光无线通信

乔 琪¹, 周湘贞^{2,3}

(1.江苏电子信息职业学院 计算机与通信学院, 江苏 淮安 223003; 2.北京航空航天大学 计算机学院, 北京 100191;
3.郑州升达经贸管理学院 信息工程系, 河南 郑州 451191)

摘要: 针对室内漫射光无线通信问题, 提出一种采用离散多音/正交幅度调制和空时块编码的多输入多输出(MIMO)光无线通信技术。基于离散多音/正交幅度调制技术, 并通过考虑室内全光无线信道的脉冲响应和其噪声特性, 建立起室内红外光无线链路的信道模型; 再采用空时块编码技术, 提出一种实现室内漫射光无线通信的MIMO无线通信系统, 并通过分析得到接收机端重要的性能指标信噪比和误码率; 仿真实验结果表明, 提出的室内MIMO光无线通信技术与其他传统的技术方案相比, 可以降低系统的误码率, 获得更好的信噪比, 降低所需要的发射光功率。

关键词: 离散多音/正交幅度调制; 光无线系统; 空时块编码; 多输入多输出; 光功率; 误码率

中图分类号: TN929.12

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2020054

Indoor MIMO optical wireless communication based on DMT/QAM and STBC

QIAO Qi¹, ZHOU Xiangzhen^{2,3}

(1.School of Computer and Communication, Jiangsu Vocational College of Electronics And Information, Huaian Jiangsu 223003, China;
2.School of Computer Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China; 3.Department of Information Engineering, Shengda
Economics Trade & Management College of Zhengzhou, Zhengzhou Henan 451191, China)

Abstract: A Multiple Input Multiple Output(MIMO) optical wireless communication technology based on Discrete Multi-Tone/Quadrature Amplitude Modulation(DMT/QAM) and Space-Time Block Coding (STBC) is proposed in order to solve the problem of indoor diffuse optical wireless communication. Firstly, the channel model of indoor infrared wireless links is established based on DMT/QAM technique by considering the impulse response and noise characteristics of indoor all-optical wireless channel. Then, based on STBC technology, an MIMO wireless communication system for indoor diffuse optical wireless communication is proposed, and the important performance indicators, namely Signal-to-Noise Ratio(SNR) and Bit Error Rate(BER), at the receiver are obtained by analysis. The experimental results show that the proposed indoor MIMO optical wireless communication technology can not only reduce the BER for the system, but also obtain a better SNR compared with other traditional schemes, thus reducing the required optical transmitting power.

Keywords: Discrete Multi-Tone/Quadrature Amplitude Modulation; optical wireless system; Space-Time Block Coding; Multiple Input Multiple Output; optical power; Bit Error Rate

随着超宽带无线接入网络需求的不断增长, 无线频谱正变得越来越拥挤, 人们开始日益关注可替代技术; 无管制带宽的光频率为实现下一代无线局域网提供一种富有吸引力的解决方案。由于红外辐射往往局限在一个房间内, 更易于开发出在每个房间构成一个单元的微—微蜂窝系统, 光无线局域网可获得非常高的总容量。光无线局域网易受到位于发射机和接收机之间物体的遮挡, 导致链路故障; 光无线系统的性能在很大程度上依赖于发射

收稿日期: 2020-02-25; 修回日期: 2020-04-19

基金项目: 淮安市自然科学研究计划资助项目(HAB201912); 国家自然科学基金面上资助项目(61672077); 河南省重点研发与推广专项基金资助项目(182102110277)

作者简介: 乔 琪(1983-), 男, 硕士, 副教授, 主要研究方向为通信技术、智能信号与图像处理。email:kysxn48@163.com

机/接收机的部署和设计。在发射机和接收机之间不需要视线(Line of Sight, LoS)路径的情形下,漫射结构能有效地克服遮挡的影响。相比于其 LoS,它们的路径损耗较高,接收机端需要更高的发射功率电平和更大的光检测面积。多径色散会引起符号间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI)^[1],这在高数据速率下至关重要;LoS 结构容易遭受遮挡,不易受到多径失真影响;为减轻 ISI,人们提出均衡技术^[2],均衡器的采用会使得接收机设计复杂化,特别是对于高数据速率的接收机;多子载波调制^[3]如离散多音(DMT)调制,在接收机和发射机分别采用快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)和逆 FFT(Inverse FFT, IFFT)块,为信道均衡提供更简单的解决方案,如最大比合并(Maximum Ratio Combining, MRC)分集技术^[4-5]可进一步提高系统的性能,在终端上要采用多个接收元件,从而增加成本和体积;因此,发射分集方案正变得越来越有吸引力,并导致多输入多输出(MIMO)技术的发展。空时块编码(STBC)MIMO 技术^[6]被证明是未来无线通信系统的基石。

文献[7]对自由空间光通信背景下的 MIMO 传输潜力进行研究;文献[8]提出一种室内可见光通信—MIMO 多径衰落信道建模方法,将非对称限幅光正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)和 MIMO 相结合,建立 MIMO-ACO-OFDM 系统。仿真表明,低阶调制时系统有更好的性能;文献[9]提出基于 STBC 调制的自适应多 MIMO 正交频分复用可见光通信系统,同时引入功率比特分配与 OFDM 相结合,从而有效提高频谱效率;文献[10]针对采用迫零均衡的 LoS 系统,提出在每个发射天线上采用子载波复用的光无线 MIMO 通信方案;文献[11]提出一种采用像素化显示器和摄像机作为接收机系统;文献[12]假设漫射信道是平坦的,则 STBC 与单输入单输出(Single Input Single Output, SISO)系统相比具有优势,但没有考虑信道的频率响应和整个房间的噪声特性。

针对以上光无线系统研究存在的某些不足,本文提出一种基于 DMT/QAM 和 STBC 的室内 MIMO 光无线技术,并与 SISO 和 MRC 方案进行比较。实验结果表明,提出的光无线系统 STBC 技术可以用来增加漫射光无线系统的容量,降低发射机所需的光功率,提高通信覆盖范围。

1 红外光信道模型

在采用 DMT 调制的室内红外光无线链路中,发射机的光功率 $P(t)$ 为:

$$P(t) = A \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^{N-1} s_{k,n} e^{j2\pi f_n t} p(t-kT) \right\} + P_{\text{DC}} \quad (1)$$

式中: N 为子载波数; A 为 DMT 波形幅值; $p(t)$ 为正交幅度调制(QAM)脉冲形状; $s_{k,n}$ 为在以 $f_n=n/T$ 为中心的第 n 个子载波信道上发射的第 k 个 QAM 符号; T 为 DMT 信号的持续时间; P_{DC} 为确保光功率始终为正的直流功率电平。符号 $s_{k,n}=a_{k,n}+jb_{k,n}$ 从 QAM 星座获取值, $a_{k,n}$ 和 $b_{k,n}$ 的值由 $2u-(M^{1/2}+1)$ 给出,其中 $1 \leq u \leq M^{1/2}$, M 是星座中 QAM 不同符号的数目,且 $M=2^L$, L 通常为偶数。持续时间 T 由 $T=\log_2(M)/R_b$ 给出,其中 R_b 为比特率。一般假设脉冲 $p(t)$ 为理想矩形脉冲,即对于 $0 \leq t \leq T$, $p(t)=1$, 否则 $p(t)=0$ 。

在没有削波的情况下,由于 $P(t) \geq 0$, 于是可以选择幅度 A , 以使 $\min\{P(t)\} \geq 0$, 即:

$$A = \frac{P_{\text{DC}}}{\sqrt{2}(\sqrt{M}-1)(N-1)} \quad (2)$$

直接检测可通过光电检测器接收机实现,接收机产生与接收到的瞬时功率成正比的输出电流 $r(t)$ 。在电域中接收到的信号为^[13]:

$$r(t) = R \int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) h(t-\tau) d\tau + n(t) \quad (3)$$

式中: $h(t)$ 为信道的脉冲响应; R 为光敏二极管的敏感度; $n(t)$ 为白高斯噪声过程。

为了计算信道的脉冲响应 $h(t)$, 在发射机站点生成若干条射线,并遵循 Lambertian 辐射模式,接收机上的 LoS 分量贡献计算为:

$$P_{\text{LoS}} = P_{\text{Tx}} \frac{m+1}{2\pi} \times \frac{1}{D^2} A_{\text{Rx}}(\varphi) \cos^m \theta \quad (4)$$

式中: P_{Tx} 为发射功率; m 为与半功率半角(Half Power Semi Angle, HPSA)相关的 Lambertian 源的模式数目,且 $m=-\ln 2/\ln(\cos(\text{HPSA}))$; $A_{\text{Rx}}(\varphi)$ 为接收机的有效面积; θ 为射线与发射机平面法线之间的角度; φ 为射线与接收机平面法线之间的角度; D 为发射机与接收机之间的距离。光集中器的接收机有效面积 $A_{\text{Rx}}(\varphi)$ 计算为:

$$A_{\text{Rx}}(\varphi) = \frac{n_r^2 A_{\text{det}}}{\sin^2(\varphi_c)} \cos \varphi \cdot \operatorname{rect}(\varphi, \varphi_c) \quad (5)$$

式中: A_{det} 为光探测器面积; n_r 为折射率; φ_c 为光集中器的截止角。根据给定时刻 t 到达接收机的功率值来得到脉冲响应为:

$$h(t) = \sum_{i=1}^n P_{\text{LoS}} \cos^m \theta_i \cos \varphi_i \text{rect}(\varphi_i) \frac{A_{\text{det}}}{D^2} \quad (6)$$

其中

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

式中: n 为射线数目; FoV (Field of View)为接收机视场, 且 $0 \leq \text{FoV} \leq 90^\circ$ 。

2 STBC MIMO 光无线通信

本节提出一种采用多个发射机和/或多个接收机的 DMT/QAM 光无线系统, 即 STBC 系统。具体而言, STBC 系统采用 2 个发射机和 1 个接收机(2×1 系统)或 2 个接收机(2×2 系统), MRC 系统采用 1 个发射机和 2 个接收机。假设有 Q 个发射机, 第 q 个发射机的光功率 $P^q(t)$ 为:

$$P^q(t) = \frac{A}{Q} \text{Re} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^{N-1} s_{k,n}^q e^{j2\pi f_n t} p(t-kT) \right\} + \frac{P_{\text{DC}}}{Q} \quad (8)$$

式中 $s_{k,n}^q$ 为采用 STBC 方案的第 q 个发射机上的发射符号。为计算接收机的误码率(BER), 需要计算接收的光功率, 代入式(1)~式(3), 并对所有接收机求和。第 q 个发射机对第 p 个接收机的信号贡献 $r^{pq}(t)$ 为:

$$r^{pq}(t) = R \int_{-\infty}^{+\infty} P^q(\tau) h_{pq}(t-\tau) d\tau \quad (9)$$

式中 $h_{pq}(t)$ 为第 p 个接收机和第 q 个发射机对之间的信道脉冲响应。假设信道频率响应在 1 个子载波频谱上近似平坦, 则将式(8)代入式(9)得到:

$$r^{pq}(t) = \frac{RA}{Q} \left\{ \sum_{k,n} H_{pq}(f_n) s_{k,n}^q p(t-kT) e^{j2\pi f_n t} \right\} \quad (10)$$

式中 $H_{pq}(f)$ 为 $h_{pq}(t)$ 的傅里叶变换。接收机的总信号为:

$$r^p(t) = \sum_q r^{pq}(t) + n^p(t) \quad (11)$$

式中 $n^p(t)$ 为第 p 个接收机的噪声。以上公式适用于本文所考虑的 4 种系统(SISO, MRC, 2×1 和 2×2)。

2.1 符号估计

对于一个由 $2(Q=2)$ 个发射天线和 1 个接收天线组成的系统, 根据 Alamouti 空时块编码原理, 对于每个子载波, 在时刻 t , 第 1 个天线发射符号 s_0 , 第 2 个天线发射符号 s_1 , 在时间 T (发射符号周期)后, 第 1 个天线发射符号 $-s_1^*$, 而第 2 个天线发射符号 s_0^* 。根据式(10)和式(11), 第 p 个接收机的信号是单个发射机 DMT 波形的总和, 其中每个子载波由相应的信道频率响应和加性噪声分量进行加权。采用式(10)和式(11), 对于 $t \in [0, T]$, 接收波形写成:

$$r^p(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k,n,q} r_n^q e^{j2\pi f_n t} \right\} \quad (12)$$

其中第 m 个子载波和第 q 个发射机的符号估计值 r_m^q 以矩阵形式表示为:

$$\begin{bmatrix} r_m^0 \\ r_m^{1*} \end{bmatrix} = \frac{RA}{4} \mathbf{V}_m \begin{bmatrix} s_m^0 \\ s_m^1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_m^0 \\ N_m^{1*} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中随机变量 N_m^0 和 N_m^1 为:

$$N_m^0 = \frac{1}{T} \int_0^T n^1(t) e^{-j2\pi f_m t} dt \quad (14)$$

$$N_m^1 = \frac{1}{T} \int_T^{2T} n^1(t) e^{-j2\pi f_m t} dt \quad (15)$$

且矩阵 \mathbf{V}_m 为:

$$\mathbf{V}_m = \begin{bmatrix} H_{11}(f_m) & H_{21}(f_m) \\ H_{21}^*(f_m) & -H_{11}^*(f_m) \end{bmatrix} \quad (16)$$

将式(16)的两边乘以 \mathbf{V}_m 的 Hermitian 伴随矩阵 \mathbf{V}_m^H ，将估计值转换为：

$$\begin{cases} u_m^0 = \frac{RA}{4} (|H_{11}(f_m)|^2 + |H_{21}(f_m)|^2) s_m^0 + \\ \quad H_{11}^*(f_m) N_m^0 + H_{21}(f_m) N_m^{1*} \\ u_m^1 = \frac{RA}{4} (|H_{11}(f_m)|^2 + |H_{21}(f_m)|^2) s_m^1 + \\ \quad H_{21}^*(f_m) N_m^0 - H_{11}(f_m) N_m^{1*} \end{cases} \quad (17)$$

2.2 误码率的计算

第 m 个子载波的信噪比 SNR_m 计算为：

$$SNR_m = \left(\frac{RA}{2Q} \right)^2 \frac{\|\mathbf{V}_m\|^2}{N_0} \quad (18)$$

式中 $\|\mathbf{V}_m\|$ 为 \mathbf{V}_m 的矩阵范数。在忽略热噪声的情况下，对于采用 2 个发射天线和 2 个接收天线的系统来说，矩阵 \mathbf{V}_m 由式(19)给出：

$$\mathbf{V}_m = \begin{bmatrix} H_{11}(f_m) & H_{21}(f_m) \\ H_{12}(f_m) & H_{22}(f_m) \\ H_{21}^*(f_m) & -H_{11}^*(f_m) \\ H_{22}^*(f_m) & -H_{12}^*(f_m) \end{bmatrix} \quad (19)$$

通过上述分析和文献[14]，得到平均误码率 BER_e 为：

$$BER_e = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} SNR_n} \right) \quad (20)$$

在 4 种系统(SISO, MRC, 2×1 和 2×2)情形下，式(18)和式(20)都成立。

3 实验仿真结果及讨论

本节通过仿真实验，将本文提出的 2 种基于 DMT/QAM 和 STBC 方案(2×1 和 2×2)的性能与 SISO 和 MRC(1×2)方案进行比较。

3.1 实验环境及参数设置

仿真实验中采用的房间模型基本配置参数如下：

$\rho_{\text{north}}, \rho_{\text{south}}, \rho_{\text{east}}, \rho_{\text{window}}, \rho_{\text{ceiling}}$ 和 ρ_{floor} 分别表示房间相应表面的反射率，分别设置为 0.3, 0.56, 0.3, 0.04, 0.69 和 0.09。 L_x, L_y 和 L_z 分别为沿 x, y 和 z 轴的房间尺寸，分别为 5.5 m, 7.5 m 和 3.5 m，如图 1(a)所示。图 1(a)还描述了白炽灯在天花板上的位置和采用的光谱密度；发射机有一阶 Lambertian 模式，且垂直朝向天花板，其 HPSA 设置为 $1 \times 60^\circ$ ，方位角间隔设置为 0，仰角为 90° ，位置位于 (1.4, 1.9, 1.0)(m) 和 (4.1, 5.7, 1.0)(m)，即在 4 种方案中，2 个发射机位于地板上方 1 m 处，对称地沿地板的对角线 AB 方向，如图 1(b)所示。在 SISO 和 MRC 方案中，发射机 T_1 在任何时候都是活跃的，其平均光功率为 P_{av} ，在 2×1 和 2×2 方案中，2 个发射机同时是活跃的，且每个发射机的平均光功率为 $P_{av}/2$ ，因此，在 4 种方案情形下，总发射功率都等于 P_{av} 。每个发射机使用 600° HPSA 发射光束；对于 SISO 和 2×1 方案为单个接收机，而 MRC 和 2×2 方案中采用 2 个接收机，2 个接收机之间的间距为 35 cm；在 4 种方案情形中，接收机沿对角线 AB 排列，高出地面 0.8 m，指向天花板，如图 1(c)所示。接收机在对角线

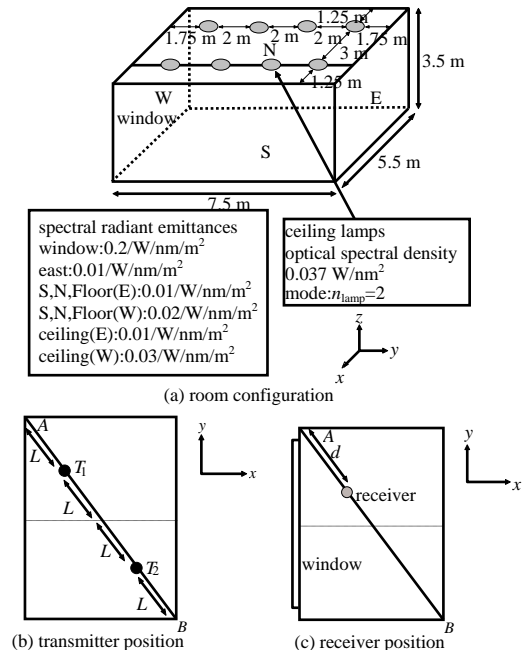


Fig.1 Room model used in simulation experiment

图 1 仿真实验中采用的房间模型

上的位置由其距 A 点的距离 d 确定, 在有 2 个接收机的情形下, d 是接收机离 A 较近的距离。接收机为面积 $A_{det}=1\text{ cm}^2$ 的引脚光探测器, 其中一个光集中器的截止角为 60° , 折射率 $n_c=1.44$, 光滤波器的带宽为 $\Delta\lambda=50\text{ nm}$ 。接收机的 $FoV(\varphi_c)$ 设置为 $1\times 60^\circ$ 。

DMT 调制方案中使用的子载波数为 $N=32$, QAM 电平为 $M=16$, 发射总功率取 $P_{av}=32.55\text{ dBm}$, 比特率为 $R_b=100\text{ Mb/s}$ 。

3.2 性能结果及讨论

4 种方案的 BER 与接收机位置 d 的关系如图 2 所示。

从图 2 可见, 本文的 2×1 方案和 SISO 方案在 d 值较小时有较大的 BER 值, 因为在这种情形下, 接收机位于房间窗口附近, 因此环境光噪声功率较高。但当接收机进一步远离窗口时, 2×1 方案的性能比 SISO 方案要高出 2 个数量级; 对于多个接收机系统, 从图 2 可见, MRC 方案要优于 2×1 和 SISO 方案; 另一方面, 2×2 STBC 方案的性能要优于 MRC, 特别是当 $d>1\text{ m}$ 时, 性能显著提高。可以看出, 2×2 方案和 2×1 方案在 $d\approx 6\text{ m}$ 附近获得最佳性能, 而 SISO 方案的最小 BER 则是在靠近房间的对角线中心获得; 与 SISO 和 2×1 方案相比, MRC 和 2×2 方案有 2 个接收机, 每个接收机都加入稍微不同的噪声分量。此外, 在 SISO 和 MRC 方案中, 只有 T_1 是活跃的, 而在 2×2 和 2×1 方案中, T_1 和 T_2 都是活跃的, 每个都用 SISO 和 MRC 系统中使用一半的功率发射。

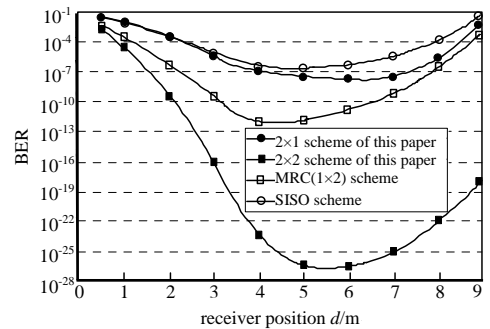


Fig.2 Relationship between BER for four schemes and receiver position d

图 2 4 种方案的 BER 与接收机位置 d 的关系

在 $d=5.7\text{ m}$ 处和 $N=32$ 个子载波时, 获得 10^{-4} 误码率时所需的发射功率值与 QAM 电平 M 的关系曲线, 如图 3 所示。假设对于全部 M 值的比特率保持在 100 Mb/s , 从图 3 可以看到, 2×2 方案所得到的性能改进, 与 SISO 和 MRC 方案相比, 所获得的功率增益约为 3.8 dBm 和 2.5 dBm , 并且所获得的功率增益值随 M 保持不变; 当改变子载波数 N 时, 在 $d=5.7\text{ m}$ 处获得 10^{-4} 误码率时所需的发射机功率与子载波数 N 的关系曲线, 如图 4 所示。假设为 64-QAM 调制, $R_b=100\text{ Mb/s}$ 。可以看到, 2×2 方案所需的发射机功率是最低的, 其次是 MRC 方案, 因为这 2 种方案都是 2 个接收天线。

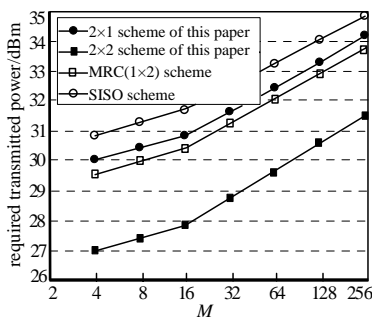


Fig.3 Required transmitted power to achieve $BER=10^{-4}$ at $d=5.7\text{ m}$ as a function of M for $N=32$ subcarriers

图 3 $d=5.7\text{ m}$ 处和 $N=32$ 个子载波得到 $BER=10^{-4}$ 时需要的发射功率与 M 的关系

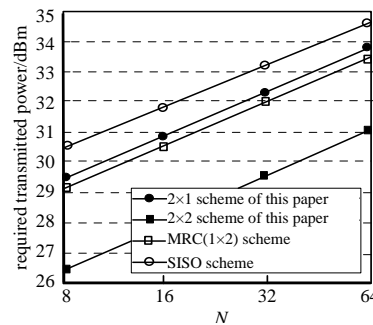


Fig.4 Required transmitted power to achieve $BER=10^{-4}$ at $d=5.7\text{ m}$ as a function of N for $M=64$

图 4 $d=5.7\text{ m}$ 处和 $M=64$ 得到 $BER=10^{-4}$ 时需要的发射功率与 N 的关系

当采用 $N=32$ 个子载波的 DMT 和 16-QAM 时, 对于一个接收机位于 $d=5.7\text{ m}$ 时 4 种方案的性能比较, 如图 5 所示。如预期的那样, 发射功率接近 30 dBm 时, 2×2 方案的性能优于其他 3 种方案, 可以获得 10^{-9} 的 BER, 对于获得相同的 BER 时, 2×2 方案比 MRC 方案和 2×1 方案所需的平均光功率分别低约 2 dBm 和 3 dBm 。而 2×1 方案的性能几乎与 MRC 方案一样好, 对于获得相同的 BER, 需要的平均光功率比 SISO 方案平均低约 1 dBm ; 在房间里一个不太有利的位置即在 $d=1.65\text{ m}$ 处(靠近窗户, 环境光噪声较高), 也对 4 种方案的性能进行了实验, 如图 6 所示。可见, 对于 2×2 方案, 发射功率接近 34 dBm 时才能获得 10^{-9} 的 BER, 2×2 方案仍优于 MRC 方案和 SISO 方案的性能。即使在不利的的环境光噪声条件下, 合适的分集方案和 STBC 的采用仍可以提高漫射红外系统的性能。

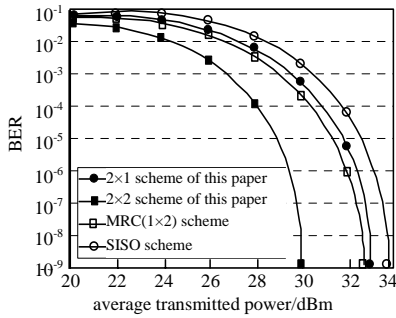


Fig.5 BER as a function of the required transmitted power P_{av} at $d=5.5$ m from corner A
图 5 离墙角 A 处 $d=5.5$ m 时 BER 与所需发射功率 P_{av} 的关系

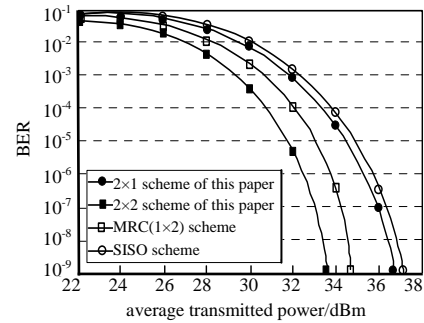


Fig.6 BER as a function of the required transmitted power P_{av} at $d=1.65$ m from corner A
图 6 离墙角 A 处 $d=1.65$ m 时 BER 与所需发射功率

最后在不同比特率 $R_b=100$ Mb/s, $R_b=200$ Mb/s 和 $R_b=400$ Mb/s 下, 即对应 3 种不同的 QAM 电平 $M=4, M=16$ 和 $M=64$, 对房间中位于 $d=5.7$ m 处 4 种方案的性能进行比较, 用于 DMT 的子载波数为 $N=32$ 。分别对应 $d=5.7$ m 和 $d=1.65$ m 获得 10^{-4} 的 BER 所需的发射功率得到的结果, 如图 7 和图 8 所示。在 $d=5.7$ m 和 $d=1.65$ m 这 2 种情形下, 与 MRC 方案相比, 2×2 方案获得的功率增益分别约为 3 dBm 和 1 dBm, 对更高的比特率也保持不变。

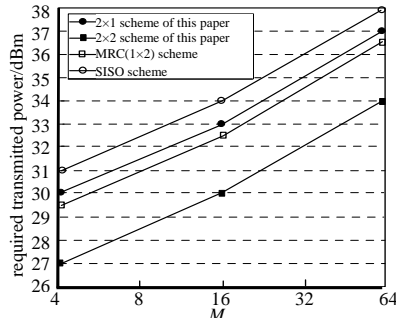


Fig.7 Required transmitted power as a function of different bit rates to achieve $BER=10^{-4}$ at $d=5.5$ m
图 7 离墙角 A 处 $d=5.5$ m 时得到 $BER=10^{-4}$ 时需要的发射功率与不同比特率的关系

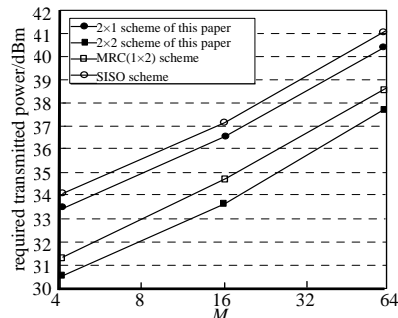


Fig.8 Required transmitted power as a function of different bit rates to achieve $BER=10^{-4}$ at $d=1.65$ m
图 8 离墙角 A 处 $d=1.65$ m 时得到 $BER=10^{-4}$ 时需要的发射功率与不同比特率的关系

4 结论

本文研究了采用 DMT/QAM 和 STBC 方案的室内漫射光无线系统技术, 为了进一步提高室内光漫射系统的性能, 采用 2 个以上的发射单元 ($Q>2$) 构成一个有用和可行的解决方案。结果表明, 提出的技术可以用来增加漫射光无线系统的容量, 降低发射机所需的光功率, 从而提高其覆盖范围; 这种 MIMO 技术在实现未来光无线局域网方面具有很强的吸引力, 今后将进一步研究其他空间分集方案(如重复编码)。

参考文献:

- [1] 赵海军, 贺春林, 蒲斌. OFDM 系统中基于状态空间模型的 ICI 抑制均衡算法[J]. 云南大学学报(自然科学版), 2016, 38(6):859-865. (ZHAO Haijun, HE Chunlin, PU Bin. An equalization algorithm based on state space model for ICI inhibition in OFDM system[J]. Journal of Yunnan University(Natural Sciences Edition), 2016, 38(6):859-865.)
- [2] MARGARITI K, KAMALAKIS T. Performance of coherent detection in optical wireless systems for high speed indoor communications[J]. Optical and Quantum Electronics, 2015, 47(5):985-1003.
- [3] ATILLA O, HABIB S. Channel estimation for realistic indoor optical wireless communication in ACO-OFDM systems[J]. Wireless Personal Communications, 2018, 102(1):247-259.
- [4] 俸彦鸣, 刘书静, 郭超. 基于最大比合并的短波分集接收技术研究[J]. 信息通信, 2016, 8(164):17-18. (FENG Yanming, LIU Shujing, GUO Chao. Research on short wave diversity receiving technology based on maximum ratio merging[J]. Information & Communications, 2016, 8(164):17-18.)
- [5] 王楠, 刘琪琥, 汤永浩, 等. 分布式多通道信号同步与分集合并算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2020, 18(1):36-42.

- (WANG Nan,LIU Qihu,TANG Yonghao,et al. Distributed multi-channel signal synchronization and diversity combining[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2020,18(1):36-42.)
- [6] 赵海军,崔梦天,陈宇洋. 基于空时块编码和正交脉冲的 MIMO 系统性能研究[J]. 高技术通讯, 2017,27(3):213-219. (ZHAO Haijun,CUI Mengtian,CHEN Yuyang. A study on the performance of MIMO systems based on space time block coding and orthogonal impulse[J]. Chinese High Technology Letters, 2017,27(3):213-219.)
- [7] 呼树同. 基于MIMO的可见光通信的研究[D]. 北京:北京交通大学, 2016. (HU Shutong. The research of visible light communication based on MIMO[D]. Beijing:Beijing Jiaotong University, 2016.)
- [8] 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):49-60. (JIA Kejun,HAO Li,YU Caihong. Modeling of multipath channel and performance analysis of MIMO-ACO-OFDM system for indoor visible light communications[J]. Acta Optica Sinica, 2016,36(7):49-60.)
- [9] 郭心悦,李双双,郭阳,等. 室内可见光通信中的自适应 STBC MIMO-OFDM 系统设计[J]. 红外与激光工程, 2018,47(2):182-189. (GUO Xinyue,LI Shuangshuang,GUO Yang,et al. Adaptive STBC MIMO-OFDM system design for indoor visible light communications[J]. Infrared and Laser Engineering, 2018,47(2):182-189.)
- [10] MOSER S M,MYLONAKIS M,WANG L G,et al. Asymptotic capacity results for MIMO wireless optical communication[C]// In Proceedings of 2017 IEEE International Symposium on Information Theory(ISIT). Aachen,Germany:IEEE, 2017:536-540.
- [11] PRINCE S,VIBIN A M. Optical wireless audio communication using LED lighting system[J]. Wireless Personal Communications, 2016,86(3):1159-1168.
- [12] BIAGI M,VEGNI A M,PERGOLONI S,et al. Trace-orthogonal PPM-space time block coding under rate constraints for visible light communication[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015,33(2):481-494.
- [13] MARGARITI K,KAMALAKIS T. Performance of coherent detection in optical wireless systems for high speed indoor communications[J]. Optical and Quantum Electronics, 2015,47(5):985-1003.
- [14] BEATRIZ M,SILVESTRE R,RAFAEL P J,et al. Comparison of three non-imaging angle-diversity receivers as input sensors of nodes for indoor infrared wireless sensor networks:theory and simulation[J]. Sensors, 2016,16(7):1-18.