

DOI:10.16136/j.joel.2022.02.0321

基于 CL-IPPM 的单光源逆向调制自由空间光通信系统

陈天宁¹, 杨国伟¹, 滕旭阳¹, 毕美华^{1,2*}

(1. 杭州电子科技大学 通信工程学院, 浙江 杭州 310016; 2. 上海交通大学 区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200240)

摘要:在单光源逆向调制(modulating retro-reflector, MRR)自由空间光通信(free-space optical, FSO)系统中,光收发端在接收 MRR 端上行再调制信号时,会受到自身下行信号的串扰,导致系统误码率性能恶化。本文提出采用组合逻辑(combinatorial logic, CL)反向脉位调制(inverse pulse position modulation, IPPM)方案来消除下行信号对上行再调制信号的串扰,进而降低单光源 MRR FSO 通信系统误码率。本研究设计了基于 CL-IPPM 的单光源 MRR FSO 通信实验装置,进行了仿真及全双工通信实验。实验结果表明,使用 CL-IPPM 方案的单光源 MRR FSO 系统增益约 5 dB。同时,光收发端和 MRR 端均采用 IPPM 时,CL-IPPM 方案可获得较好的误码率性能。此外,本文利用微角锥棱镜阵列的伪相位共轭特性来提升该系统的鲁棒性,将 CL-IPPM 方案与微角锥棱镜阵列结合应用于单光源 MRR FSO 通信系统,可实现弱/中湍流强度下误码率为 10^{-3} 以下的全双工通信。

关键词:组合逻辑;逆向调制;大气湍流;自由空间光通信;微角锥棱镜阵列

中图分类号: TN929.12 **文献标识码:** A **文章编号:** 1005-0086(2022)02-0208-09

CL-IPPM-based single-source modulating retro-reflector free-space optical communication systems

CHEN Tianning¹, YANG Guowei¹, TENG Xuyang¹, BI Meihua^{1,2*}

(1. School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou, Zhejiang 310016, China; 2. National Laboratory on Local Fiber-optic Communication Network and Optical Communication System, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In a single-source modulation retro-reflector (MRR) free-space optical (FSO) system, the downlink signal causes crosstalk to the uplink remodulation signal of MRR terminal received by transceiver terminal, causing the system's bit error rate performance to deteriorate. In this paper, we propose to use combinatorial logic (CL) inverse pulse position modulation (IPPM) scheme to eliminate the crosstalk of the downlink signal to the uplink remodulation signal to reduce the bit error rate of the single-source MRR FSO communication system. In this study, we built a CL-IPPM-based single-source MRR FSO communication experiment platform, and did simulation and full-duplex communication experiment based on it. The results show that the single-source MRR FSO communication system using the CL-IPPM scheme has a gain of about 5 dB. Furthermore, when the transceiver terminal and MRR terminal adopted IPPM, CL-IPPM scheme has the best bit error rate performance. In addition, we used the pseudo-phase conjugation property of the micro-corner cube retro-reflector array to improve the robustness of the MRR FSO system, and combining the CL-IPPM and the micro-corner cube retro-reflector array, the full-duplex communication based on single-source MRR FSO system can be realized with a bit error rate of 10^{-3} or less under weakly and medium turbulent environment.

* E-mail: bmeihua@hdu.edu.cn

收稿日期: 2021-05-13 修订日期: 2021-06-18

基金项目: 浙江省自然科学基金(LY20F050004)和浙江省教育厅一般科研项目(Y201942093, Y201942104, Y202044258)资助项目

Key words: combinatorial logic; modulating retro-reflector; atmospheric turbulence; free-space optical communication; micro-corner cube retro-reflector array

1 引言

单光源逆向调制(modulating retro-reflector, MRR)自由空间光(free space optical, FSO)通信系统是一种由单光源收发机和逆向调制机组成的具有非对称结构的双工通信系统^[1]。相比于波分 MRR FSO 通信系统,该方案可用单光载波实现光收发端和 MRR 端的双工通信,具有频带利用率和时隙效率的优势。然而,其双程光路特性和单载波传输特性使得激光信号更易受大气湍流和下行信号串扰的影响^[1],引起上行再调制信号失真导致通信质量恶化。为对抗大气湍流和下行信号串扰对单光源 MRR FSO 通信系统的影响,已有了许多研究成果。文献[2]利用相移键控信号与通断键控(on-off-keying, OOK)信号的正交性,设计了基于相移/通断键控调制的单光源 MRR FSO 双工通信系统,削弱了下行信号串扰的影响。文献[3]采用频移键控信号作为 MRR 端的上行再调制信号,提高了该系统的抗湍流干扰能力。文献[4]指出圆偏振光的旋转对称性可降低信号的闪烁指数,并建议长距离单光源 MRR FSO 通信采用圆偏振移位键控作为上行再调制信号的调制格式。文献[5]设计了一种差分调制指数通断键控(differential modulation index on-off-keying, DMI-OOK)方案,用于消除下行信号串扰。文献[6]将偏振复用正交相移键控技术应用于 MRR 端提升上行链路鲁棒性。文献[7]提出时分双工技术可以有效抑制单光源 MRR FSO 通信中下行信号串扰。文献[8]研究了轨道角动量模式复用技术,并指出可以减小光收发端涡旋光初始模式数,增大

MRR 端调制模式数,来降低湍流对模式数识别的影响。文献[9]在光收发端利用低通滤波器滤除上行再调制信号中高频下行信号,实现串扰抑制。

从上述报道可知,近期学者们提出的解决方案可分为两类,即利用不同调制格式信号的正交性,以及利用复用技术的资源分配特性,而这些方案会增加系统复杂度和成本^[1],并且对通信资源浪费严重。本文所设计的组合逻辑反向脉冲位置调制(combinatorial logic inverse pulse position modulation, CL-IPPM)方案可在不增加系统复杂度和成本的前提下,实现下行信号串扰抑制,提升抗湍流干扰能力。近期 CL 技术主要运用在二进制神经网络^[10]、联合忆阻网络^[11]、抽象逻辑运算网络^[12]等方面,目前还没有 CL 技术应用于 MRR FSO 通信系统的研究报道。

本文首先在仿真实验中对 CL-IPPM 方案做出可行性验证,并将其与 DMI-OOK 方案^[5]进行了性能对比。而后搭建了单光源 MRR FSO 通信实验装置,在不同湍流强度、不同反射器件和不同脉冲调制格式条件下,进行实验数据的采集,并对这些实验数据完成理论分析。最后给出了本项研究工作的总结。

2 系统模型及 CL-IPPM 原理

图1给出了基于 CL-IPPM 的单光源 MRR FSO 通信系统模型。其中,光收发端由光源模块、接收模块、数字信号处理(digital signal processing, DSP)模块等组成。MRR 端包含有接收模块、MRR 模块和 DSP 模块。DSP 模块用于实现组合逻辑网络(combinatorial logic network, CLN)、调制/解调、帧同步

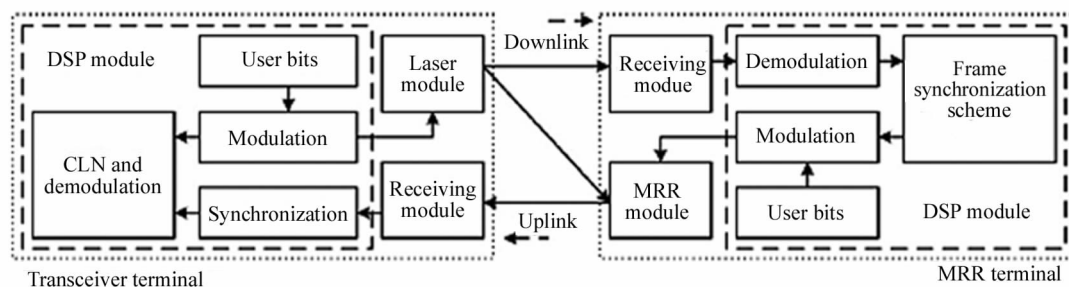


图1 基于 CL-IPPM 的单光源 MRR FSO 通信系统模型

Fig. 1 Schematic of CL-IPPM-based single-source MRR FSO communication system

识别等功能。

2.1 用于单光源 MRR FSO 通信的 CL-IPPM 调制及传输原理

光收发端将信息进行 4 阶反向脉位调制(4-level

inverse pulse position modulation, 4IPPM), 然后执行伪随机(pseudo noise, PN)序列编码, 增加帧同步方案。设 $s(i) \in \{00, 01, 11, 10\}$ 为光收发端用户的第 i 个码元, $d(i, j) \in \{0111, 1011, 1101, 1110\}$ 为

4IPPM 调制后的光收发端输出序列, $j=1,2,3,4$ 表示第 i 个符号中的第 j 位, 则下行信号 $x_o(t, t_s)$ 表示为:

$$x_o(t, t_s) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{j=1}^4 d(i, j) h(t_s - \frac{j}{f}) \right] \cdot h(t - \frac{4i}{f}), \quad (1)$$

式中, f 为调制频率, $h(t)$ 是根升余弦成形脉冲, $t_s = 1, 2, 3, 4$ 为第 t 符号时隙中的第 t_s 子时隙。

$x_o(t, t_s)$ 通过大气信道传输至 MRR 端, 利用光电探测器(photo-detector, PD) 接收。通过定位 PN 序列位置获得 MRR 端有效端接收信号 $y_o(t, t_s)$ 表示为:

$$y_o(t, t_s) = \epsilon x_o(t, t_s) I(t) + n_0(t), \quad (2)$$

式中, ϵ 表示 MRR 端 PD 响应度, $I(t)$ 为大气湍流所造成的光信号强度衰落的概率分布函数(probability density function, PDF), $n_0(t)$ 中包含有系统固有热噪声和环境光噪声。

$y_o(t, t_s)$ 在 DSP 中判决, 完成下行链路通信。上行链路通信首先通过识别 PN 序列, 实现光收发端与 MRR 端间数据传输的帧同步, 然后开始 MRR 端用户信息调制。设 $r(i) \in \{00, 01, 11, 10\}$ 为 MRR 端用户的第 i 个码元, $q(i, j) \in \{0111, 1011, 1101, 1110\}$ 为 4IPPM 调制后的 MRR 端输出序列, $j=1, 2, 3, 4$ 表示第 i 个符号中的第 j 位, 则上行再调制信号 $a_r(t, t_s)$ 表示为:

$$a_r(t, t_s) = y_o(t, t_s) \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{j=1}^4 q(i, j) h(t_s - \frac{j}{f}) \right] \cdot h(t - \frac{4i}{f}) = A(t) \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{j=1}^4 d(i, j) \& q(i, j) \right] h(t_s - \frac{j}{f}) \cdot h(t - \frac{4i}{f}) + N_0(t), \quad (3)$$

式中, $\&$ 表示按位与运算符, $A(t) = \epsilon I(t)$ 表示下行信道衰落系数, $N_0(t)$ 表示下行信号给上行信号带来的固有噪声。

$a_r(t, t_s)$ 通过 MRR 模块的反射器反射回传, 在光收发端由 PD 接收, 去同步后获得光收发端有效端接收信号 $b_r(t, t_s)$ 表示为:

$$b_r(t, t_s) = \mu a_r(t, t_s) I(t) + n_0(t), \quad (4)$$

式中, μ 表示光收发端 PD 的响应度。本文是通过计算 $b_r(t, t_s)$ 每个子时隙 t_s 对应电平的对数似然比(log likelihood ratio, LLR), 实现符号判决由下式给出为:

$$LLR[a_r(t, t_s)] = \ln \frac{p[a_r(t, t_s) = 0 | b_r(t, t_s)]}{p[a_r(t, t_s) = 1 | b_r(t, t_s)]} = \frac{2I(t)b_r(t, t_s)}{\sigma^2}, \quad (5)$$

$$P[b_r(t, t_s)] = \frac{1}{1 + \exp(LLR[a_r(t, t_s)])}. \quad (6)$$

当 $P[b_r(t, t_s)]$ 大于 0.5 时, $b_r(t, t_s)$ 判为 1, 反之则为 0, 经判决后得光收发端接收序列 $q_{TR}(i, j)$ 。为抑制下行干扰, 需要将 $q_{TR}(i, j)$ 和 $d(i, j)$ 送入 CLN 中进行逻辑计算。

2.2 用于单光源 MRR FSO 通信的 CL-IPPM 解调原理

设 $q_{TR-ID}(i, j)$ 为理想状态下的光收发端接收序列, $q_{TR-ID}(i, j) \in \{0011, 0101, 0110, 1001, 1010, 1100, 0111, 1011, 1101, 1110\}$ 。设 $d(i, j)$ 第 i 个符号为 ABCD 则有 $d(i, 1) = A, d(i, 2) = B, d(i, 3) = C, d(i, 4) = D$ 。设 $q_{TR-ID}(i, j)$ 第 i 个符号为 EFGH, 则有 $q_{TR-ID}(i, 1) = E, q_{TR-ID}(i, 2) = F, q_{TR-ID}(i, 3) = G, q_{TR-ID}(i, 4) = H$ 。 $q(i, j)$ 第 i 个符号为 IJKL, 则有 $q(i, 1) = I, q(i, 2) = J, q(i, 3) = K, q(i, 4) = L$ 。定义“★”这一组合逻辑关系, 使得 $ABCD \star EFGH = IJKL$, 其中 A 到 L 均表示逻辑变量, 逻辑 0 表示低电平, 逻辑 1 表示高电平。根据 4IPPM/4IPPM 的 CL-IPPM 真值表, 如表 1 所示。则两端均采用 4IPPM 的 CLN 逻辑表达式为:

$$\begin{aligned} I &= E + B\bar{F} + C\bar{G} + D\bar{H} \\ J &= F + A\bar{E} + C\bar{G} + D\bar{H} \\ K &= G + A\bar{E} + B\bar{F} + D\bar{H} \\ L &= H + A\bar{E} + B\bar{F} + C\bar{G} \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)可以得到两端均采用 4IPPM/4IPPM 的 CLN 结构, 如图 2 所示。将 $q_{TR}(i, j)$ 和 $d(i, j)$ 送入 CLN 中进行计算, 光收发端即可获得抑制串扰后的 MRR 端输出序列 $q_{CLN}(i, j)$ 。进行 4IPPM 解调后, 得 MRR 端用户码元序列 $r_{CLN}(i) \in \{00, 01, 11, 10\}$, 计算误码率(bit error rate, BER), 完成上行链路通信。

表 1 4IPPM/4IPPM 的 CL-IPPM 真值表

Tab. 1 CL-IPPM truth table of 4IPPM/4IPPM

A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1
0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1
0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1
0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0
1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1
1	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1
1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0
1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1
1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1
1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1
1	1	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0
1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1
1	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1
1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1
1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0

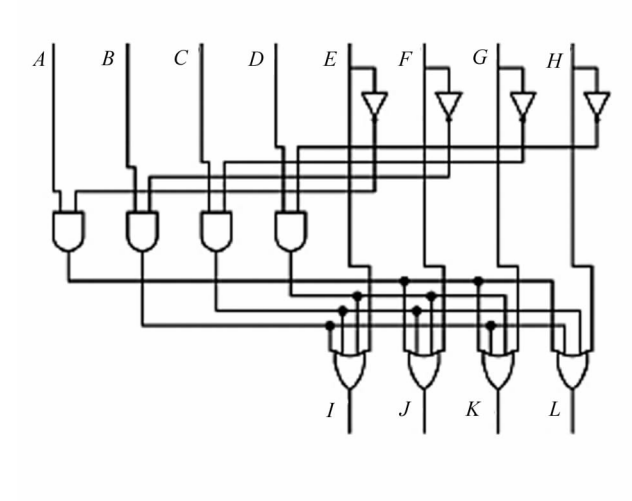


图 2 4IPPM/4IPPM 的 CLN 结构
Fig. 2 CLN structure of 4IPPM/4IPPM

3 仿真配置及结果分析

首先,本文在单光源 MRR FSO 通信系统中对 CL-IPPM 方案进行了基于 Monte-Carlo 的仿真验证。假设光源为高斯光束,高斯光束参数设置如下:工作波长 $\lambda=635\text{ nm}$,束腰半径 $W_0=15.9\text{ mm}$,曲率半径 $F_0=-69.9\text{ m}$ 。本文采用 Gamma-Gamma 湍流信道模型,内/外尺寸分别选用 4.6 mm 和 1.1 m ^[13]。此外,由于上行链路与下行链路中的信道衰落是相关的^[14],本文将该部分相关系数设置为 $\rho=0.4$,这一个数值对于典型 MRR FSO 系统已被证明是合理的^[13]。最后,在光收发端和 MRR 端的两个相同的采集透镜,根据实验中的器件配置,设置其孔径尺寸为 $D_R=50\text{ mm}$ 。角锥棱镜(corner cube retro-reflector,CCR)孔径设置为 $D_{CCR}=50\text{ mm}$ 。表 2 中详细列出了仿真参数设置。

表 2 仿真参数设置

Tab. 2 Parameters for system simulation

Parameter	Value
Transmitted LASER beam	Wavelength λ
	635 nm
	Beam waist W_0
	15.9 mm
Atmospheric channel	Curvature radius F_0
	-69.9 m
	Beam divergence θ_0
	0.46 mrad
Hard aperture	Inner scale l_0
	4.6 mm
	Outer scale L_0
	1.1 m
	Correlation coefficient ρ
	0.4
	Link distance L
	100 m
	Lenses' diameter D_R
	50 mm
	CCR's diameter D_{CCR}
	50 mm

图 3 给出了 DMI-OOK 方案的实例说明,它是通过对光收发端和 MRR 端中所采用的 OOK 调制格式设置不同的调制指数^[5],实现下行信号串扰抑制的。但是其抗湍流干扰能力较差,极易受强度起伏和码型漂移的影响,导致 BER 性能恶化。CL-IPPM 方案与文献[5]所提出的 DMI-OOK 方案相似,均是采用强度调制和直接检测,并且 IPPM 在概念上可以视作编码后的 OOK 方案。本文在仿真实验中对两者进行了 BER 对比分析。

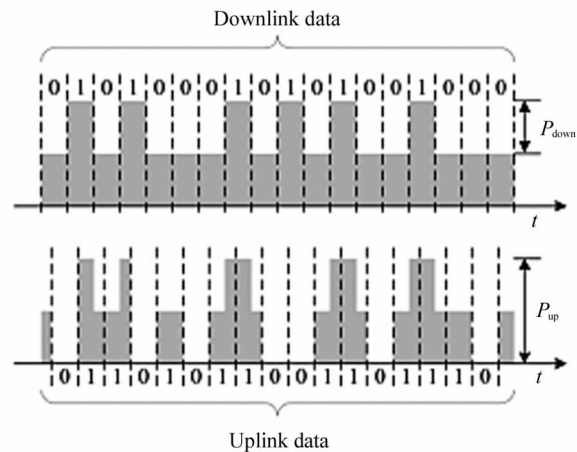


图 3 DMI-OOK 方案的实例说明
Fig. 3 An illustration of the DMI-OOK scheme

单光源 MRR FSO 通信仿真中,分别采用 CL-IPPM 方案和 DMI-OOK 方案的上行链路 BER-信噪比(signal noise ratio, SNR)性能对比如图 4 所示。虚线表示 DMI-OOK 方案,实线表示 CL-IPPM 方案,大气折射率结构参数(C_n^2) 1×10^{-11} 、 1×10^{-10} 和 1×10^{-9} ,分别对应弱、中、强 3 个湍流强度。由仿真结果可以得出,本文所设计的 CL-IPPM 方案可实现单光源 MRR FSO 全双工通信,随着 SNR 的提升,BER 逐渐下降。当 SNR 小于 20 dB 时,两方案的 BER 性能基本一致。当 SNR 大于 20 dB 时,CL-IPPM 方案的 BER 性能较好。而且,如图 4(b)、4(c)、4(d) 所示,CL-IPPM 方案相比 DMI-OOK 方案:当 $C_n^2=1\times 10^{-9}$ 时系统性能约提升 4.766 3 dB;当 $C_n^2=1\times 10^{-10}$ 时系统性能约提升 5.915 5 dB;当 $C_n^2=1\times 10^{-11}$ 时系统性能约提升 5.397 3 dB。这证明 CL-IPPM 方案更适用于单光源 MRR FSO 全双工通信系统。

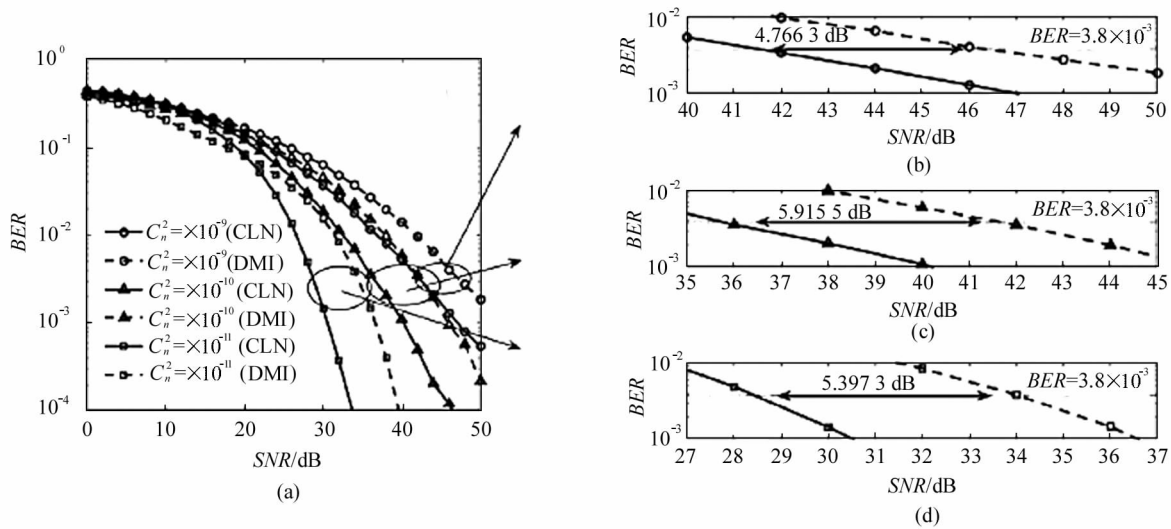


图4 CL-IPPM方案与DMI-OOK方案的上行链路BER性能对比:

(a) BER-SNR 特性曲线; (b) $C_n^2 = 1 \times 10^{-9}$; (c) $C_n^2 = 1 \times 10^{-10}$; (d) $C_n^2 = 1 \times 10^{-11}$

Fig. 4 Comparison of uplink BER performance between CL-IPPM and DMI-OOK:

(a) Curves of BERs versus SNRs; (b) $C_n^2 = 1 \times 10^{-9}$; (c) $C_n^2 = 1 \times 10^{-10}$; (d) $C_n^2 = 1 \times 10^{-11}$

4 实验系统及结果分析

4.1 实验流程

本文对基于单光源 MRR FSO 全双工同步通信系统的 CL-IPPM 方案进行了实验验证,其系统结构

及实物图如图5所示。图5(d)为光收发端的实验器件,635 nm 激光器、激光器驱动和分光镜构成系统的光源装置,接收透镜和 PD 构成光收发端的光信号接收装置,现场可编程逻辑门阵列(field programmable gate array,FPGA)为光收发端的信号处理模块。

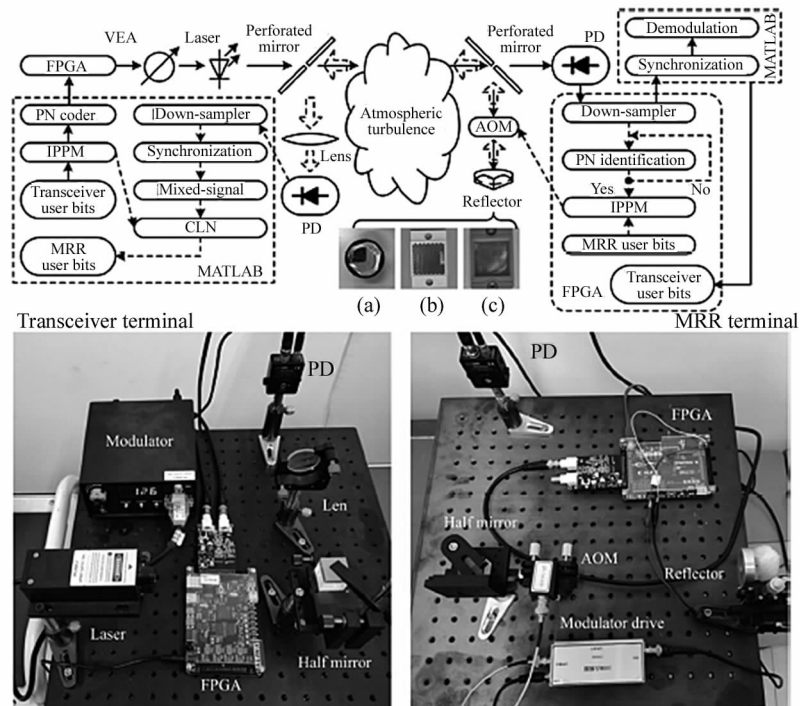


图5 单光源 MRR FSO 全双工同步通信系统结构及实物图:(a) CCR; (b) 晶胞 1 mm 的 MCCRA;

(c) 晶胞 100 μm 的 MCCRA; (d) 光收发端实物图; (e) MRR 端实物图

Fig. 5 Single-source MRR FSO full-duplex communication system structure and experiment system:

(a) CCR; (b) MCCRA with 1 mm unit cell; (c) MCCRA with 100 μm unit cell; (d) Transceiver terminal; (e) MRR terminal

图 5(e)为 MRR 端的实验器件,分光镜、声光调制器(acousto-optic modulator,AOM)和反射器构成逆向调制装置,分光镜和 PD 构成 MRR 端的光信号接收装置。同样,在 MRR 端也采用 FPGA 作为信号处理模块。下行链路由光收发端至 MRR 端,上行链路由 MRR 端至光收发端。

下行链路用户信息被送入 FPGA 中,对其进行 4IPPM 调制后,执行用于信息同步的 PN 编码,得到 TX-data 序列,随后该序列被调制在 635 nm 光载波上生成光信号。已调光信号透过光学天线装置被发射到大气湍流信道中。在 MRR 端利用光学天线装置收集光信号,利用 PD 将部分光信号转换成电信号,随后电信号在 FPGA 中进行下采样,当识别 PN 序列后,建立两端帧同步,并恢复光收发端的用户信息。

上行链路待发送的 MRR 端信息在 FPGA 中实现 4IPPM 调制,获得 RX-data 序列。当建立两端的

数据帧同步过程后,FPGA 会立刻控制 AOM 将 RX-data 序列调制在已包含有光收发端信息的 635 nm 光载波上,随后光信号被反射器反射回传至光收发端。实验中采用的反射器为 CCR,如图 5(a)所示。此外,本次实验还对比了不同晶胞大小的微角锥棱镜阵列(micro-corner cube retro-reflector arrays,MCCRA)伪共轲补偿对系统性能的影响,图 5(b)和图 5(c)分别为晶胞 1 mm 和晶胞 100 μm 的 MC-CRA。在光收发端,接收透镜将接收的光信号汇聚注入到 PD,转变为电信号后由实时示波器进行采集。所采集的电信号利用 MATLAB 进行离线 DSP 处理。DSP 处理主要包括:下采样、基于 PN 序列的符号同步、CLN 等操作,从而恢复出 MRR 端用户信息。值得注意,这里的 PN 序列与光收发端发送的 PN 序列相同,这是因为 MRR 端是在识别光收发端的 PN 序列后才开始对光载波进行调制。光收发端和 HRR 端各器件参数如表 3 所示。

表 3 光收发端和 MRR 端各器件参数

Tab. 3 Parameters of the devices in the transceiver terminal and MRR terminal

Parameters	Value	
High power red LASER	Central wavelength	635 nm
	Beam divergence	<1.0 mrad
Silicon Photo detector (PDA36A-EC)	Spectral response	350—1 100 nm
	Bandwidth	DC-10 MHz
Half mirror	Applicable wavelength	350—1 000 nm
		1 200—1 600 nm
CCR(GCL-030505)	Transmission/Reflectivity	50/50 $\pm$ 3%
	Diameter	64 mm
MCCRA	Model	SickP41F
AOM	Operating wavelength	633 nm $\pm$ 3 nm
	Center frequency	100 MHz
	Modulation frequency	1 Hz—2 MHz
FPGA demo board	Model	ZYNQ AX7020
	Model	Spartan6 AX309

4.2 实验结果与分析

为了进一步测量用于单光源 MRR FSO 通信系统的 CL-IPPM 方案在实际湍流环境中的性能,本文还设计了一种等间隔温度监控的气体湍流模拟实验箱^[5],如图 6 所示。其箱体的尺寸为 7 $\times$ 0.5 $\times$ 0.5 m³,箱体的两侧设置有鼓风机和加热装置,鼓风机用于向箱体内部通入不同的气体介质,加热装置用于对箱体内部的气体介质加热,使得气体介质折射率产生随机变换。在箱体顶部的等间距位置开设有 6 个孔洞,用于放置温度传感器,监测箱体内部温度。

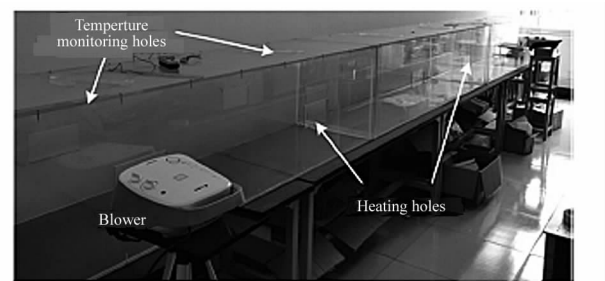


图 6 等间隔温度监控的气体湍流模拟实验箱

Fig. 6 The atmospheric chamber with equal interval temperature monitoring

表4 气体湍流模拟箱数据测量

Tab. 4 The data measurement from atmospheric turbulence simulation box

Parameters	Turbulent state 1	Turbulent state 2	Turbulent state 3	Turbulent state 4	Turbulent state 5
$T_1/^{\circ}\text{C}$	25.3	45.5	53.3	31.6	32.9
$T_2/^{\circ}\text{C}$	25.1	28.2	29.1	54.2	73.1
$T_3/^{\circ}\text{C}$	25.4	27.5	27.8	31.8	33.6
$T_4/^{\circ}\text{C}$	26.3	27.9	28.2	33.1	34.6
$T_5/^{\circ}\text{C}$	39.2	29.1	29.7	72.3	76.7
$T_6/^{\circ}\text{C}$	26.9	56.2	59.5	32.9	33.9
C_n^2	1.4012×10^{-11}	4.4112×10^{-11}	6.2685×10^{-11}	1.6553×10^{-10}	2.6896×10^{-10}
σ_R^2	0.0885	0.2787	0.3960	1.0458	1.6992

本文利用气体湍流具模拟箱模拟实验箱获得了5组不同强度的湍流实验数据,数据测量如表4所示。 T_1 到 T_6 所记录的是箱体6个等间距探测点处的温度($^{\circ}\text{C}$)。 C_n^2 表示折射率结构参数, σ_R^2 表示Rytov参数,两者共同反映了箱体内气体湍流强度^[1],通常温度结构参数 C_T^2 的计算式^[15]为:

$$D_T = \langle (T_1 - T_2)^2 \rangle = C_T^2 / L_P^{2/3}, \quad (8)$$

式中, D_T 表示为两个相邻探测点处温度的方差值, L_P 为湍流模拟箱的箱体长度。

相应的大气折射率结构参数 C_n^2 计算式为^[15]:

$$C_n^2 = [77.6 \times 10^{-6} (1 + 7.52 \times 10^{-3} \lambda^{-2}) P / T^2]^2 C_T^2, \quad (9)$$

式中, P 是标准大气压强, T 是开尔文温度, λ 表示光载波波长。

C_n^2 所对应的Rytov参数计算式为^[15]:

$$\sigma_R^2 = 1.23 C_n^2 k^{7/6} L^{-11/6}, \quad (10)$$

式中, L 是传输距离, k 为波数, C_n^2 为大气折射率结构参数。

图7给出了实验测试的3种湍流强度下的BER发射光功率曲线,其中光收发端与MRR端均采用4IPPM调制格式,反射器件为CCR。图中实线为上行链路实验测得数据,虚线为下行链路实验测得数据,0.08、0.39和1.69分别对应弱、中、强3种湍流强度。由实验结果可以得出,CL-IPPM方案的BER性能会随着激光器发射光功率 P_{Laser} 升高而提升。此外,对比图中曲线可以看出下行链路的误码确实会影响上行链路的通信质量,这主要是由于上/下行链路采用同一光载波造成的,使得上行链路和下行链路中的信道衰落必然相关。由图7还可得知,在弱湍流强度下,上/下行链路BER性能均可以达到 10^{-3} 以下。

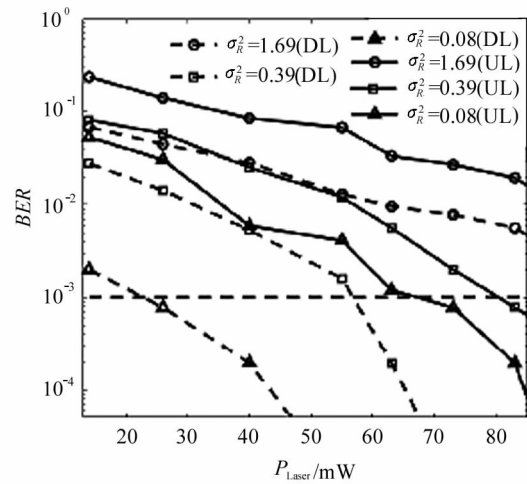


图7 3种湍流强度下的BER-发射光功率曲线

Fig. 7 Curves of BER versus Laser power in different turbulent environments

图8给出了基于CL-IPPM的单光源MRR FSO通信实验的上行链路的BER-Rytov(σ_R^2)曲线,横轴为Rytov指数 σ_R^2 。图8(a)为不同脉冲调制格式下,MRR端使用CCR的BER测试结果。实验系统的MRR端分别使用了4PPM、4IPPM和4阶脉冲位置宽度调制(4-level pulse position width modulation, 4PPWM)。为了保证公平性,其激光器发射光功率均设为115 mW,反射器件采用CCR。对比实验结果可以得出,随着湍流强度 σ_R^2 的升高,3种脉冲调制格式的BER性能均随之恶化。当MRR端采用4IPPM格式时,本文所提出的CL-IPPM方案的性能最好。当MRR端采用4PPWM格式时,CL-IPPM方案的性能较差。事实上,相较于OOK、PPM和PPWM而言,IPPM可以为FSO通信系统提供更高

的平均发射光功率,这会使得光信号的消光比上升,PD接收光信号时会更加灵敏,进而起到提升系统BER性能的作用。本文也通过实验验证了这一点,结果表明,4IPPM能为CL-IPPM方案带来更好的BER性能。

相较于CCR,利用MCCRA的伪相位共轭特性可以为经过湍流信道的畸变波前提供波前补偿效果^[16],本文考虑利用这一特性来进一步提升CL-IPPM方案的稳定性。图8(b)给出了本次实验获得的

采用不同反射器条件下的BER-Rytov曲线。为了保证实验的公平性,激光器发射光功率设为75 mW,光收发端与MRR端均采用4IPPM调制格式。图中曲线CCR、MCCRA-Med、MCCRA-Min分别对应了CCR、晶胞1 mm的MCCRA、晶胞100 μm 的MCCRA。实验结果表明,MCCRA反射器的晶胞越小,对CL-IPPM方案性能提升越显著。同时,将CL-IPPM方案与MCCRA结合应用于单光源MRR FSO通信,可以在弱/中强度湍流下,实现BER小于 10^{-3}

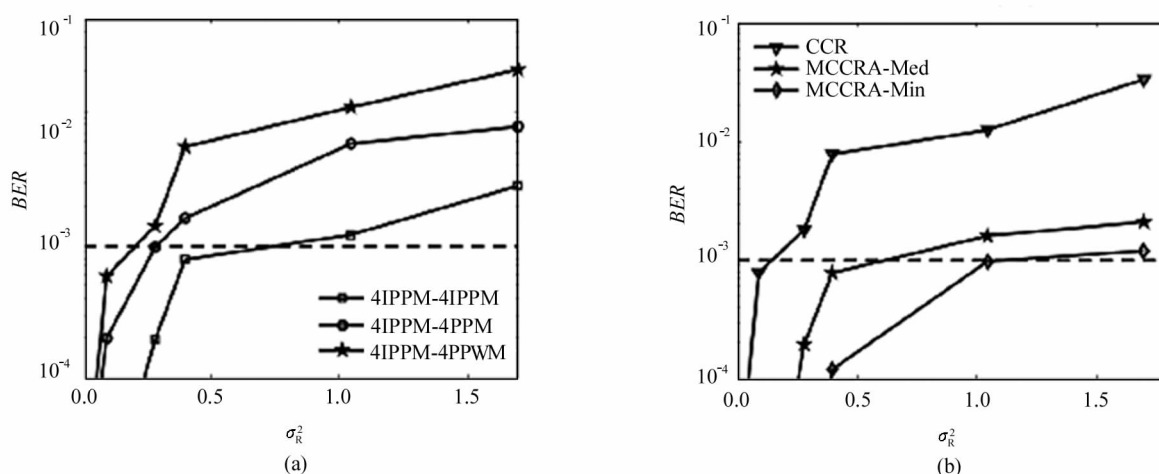


图8 上行链路的BER-Rytov(σ_R^2)曲线:(a)不同脉冲调制格式下,MRR端使用CCR的BER测试结果;

(b)不同反射器条件下,MRR端使用4IPPM的BER测试结果

Fig. 8 Curves of BERs versus Rytov in the uplink: (a) Experimental results of BERs using CCR at the MRR terminal with different pulse modulation; (b) Experimental results of BERs using 4IPPM at the MRR terminal with different reflectors

的高效通信。

5 结论

本文设计了一种CL-IPPM方案用于单光源MRR FSO全双工通信。该方案主要用于解决大气湍流和下行串扰引起的信号失真问题。在仿真实验中,本文采用基于Monte-Carlo模拟仿真方法验证了本方案的可行性,并对CL-IPPM方案和DMI-OOK方案的BER性能进行了对比,仿真结果表明,当处于强湍流环境时,采用CL-IPPM方案,系统性能可以提升约4.7663 dB。当处于弱湍流环境时,采用CL-IPPM方案,系统性能可以提升约5.3973 dB。然后,本文搭建了单光源MRR FSO全双工通信实验系统,用于测试CL-IPPM方案实际性能。实验结果表明,采用了CL-IPPM方案后,系统可以在弱湍流强度下,实现BER为 10^{-3} 以下的有效通信。此外,在本次实验中还对不同脉冲调制格式的性能,

其中两端均用4IPPM最适合CL-IPPM方案。最后,本文测试了不同反射器件对CL-IPPM方案性能的影响,实验结果表明MCCRA晶胞越小对CL-IPPM方案性能提升越显著,并且CL-IPPM方案与MCCRA相结合,可以为单光源MRR FSO通信系统带来更高的性能收益。

参考文献:

- [1] CHEN T N, YANG G W, BI M H. LDPC-coded duplex modulating retro-reflector free-space optical communication systems[J]. Journal of Optoelectronics • Laser, 2020, 31(7): 753-760.
陈天宁,杨国伟,毕美华.基于LDPC编码的双工逆向调制自由空间光通信系统[J].光电子·激光,2020,31(7):753-760.
- [2] CHEN J, XU G Y, WANG L, et al. Full-duplex technology of retro-modulation free space optical communication[J]. Laser Journal, 2017, 38(6): 144-146.

- 陈静,徐广印,王玲,等. 逆向调制无线激光通信全双工技术[J]. 激光杂志, 2017, 38(6): 144-146.
- [3] YANG Y F, JIANG M Z, ZHANG Y, et al. Design of full duplex visible light communication system based on single light source [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2019, 56(1): 78-86.
- 杨玉峰,蒋明争,张颖,等. 基于单光源的全双工可见光通信系统设计[J]. 激光与光电子学进展, 2019, 56(1): 78-86.
- [4] LIU R, DUAN S, SUN H, et al. Performance analysis of laser communication system based on circular polarization modulating retro-reflector[C]//2019 IEEE 4th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference, December 20-22, 2019, Chengdu, China. New York: IEEE, 2019: 218-221.
- [5] YANG G W, LI C Y, BI M H, et al. Performance analysis of full duplex modulating retro-reflector free-space optical communications over single and double Gamma-Gamma fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(8): 3597-3609.
- [6] FENG X, JIANG H, WU Z, et al. Demonstration of modulating retro-reflection free-space optical transmission using 80 Gb/s Pol-MUX QPSK signal in simulated atmosphere environment[J]. *Electronics Letters*, 2020, 56(2): 93-95.
- [7] WU M L, GUO J, LIU W K, et al. Scheme and implementation of bi-directional visible light communication system with LED as both optical transmitter and receiver elements[J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(4): 62-68.
- 武梦龙,郭佳,刘文楷,等. LED作为收发元件的双向可见光通信系统方案及实现[J]. 光学学报, 2018, 38(4): 62-68.
- [8] LI L, ZHANG R, LIA P, et al. Limited-size aperture effects in an orbital angular momentum multiplexed free-space optical data link between a ground station and a retro-reflecting UAV[J]. *Optics Communications*, 2019, 450: 241-245.
- [9] WEI L Y, CHOW C W, HSU C, et al. Bi-directional visible light communication system using a single VCSEL with pre-distortion to enhance the upstream re-modulation[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2018, 10(3): 1-8.
- [10] TADEJ M, ANDREJ T. Resource-optimized combinational binary neural network circuits[J]. *Microelectronics Journal*, 2020, 97: 104724. 1-104724. 8.
- [11] JOSHI A, RANGISETTI S, LOHRAY P, et al. Fast & Energy Efficient Binary to BCD Converter with Complement Based Logic Design (CBLD) for BCD Multipliers[C]//2019 IEEE 9th Annual Computing and Communication Workshop and Conference, January 7-9, 2019, Las Vegas, NV, USA. New York: IEEE, 2019: 426-434.
- [12] PATIL R, SHINGARE P. Design of hardware efficient logarithmic converter [C]//2019 3rd International conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology, January 20-21, 2019, Coimbatore, India. New York: IEEE, 2019: 267-271.
- [13] YANG G W, YOU S, BI M, et al. Wave-optics simulation of the double pass beam propagation in modulating retro-reflector FSO systems using a corner cube reflector[J]. *Applied Optics*, 2017, 56(26): 7474-7483.
- [14] YANG G W, ZHANG J W, ZHANG J J, et al. Wavefront compensation with the micro corner-cube reflector array in modulating retroreflector free-space optical channels [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(5): 1355-1363.
- [15] YOU S Z. The study of retro reflective optical transmission channel[D]. Hangzhou: Hangzhou Dianzi University, 2019. 3.
- 尤圣最. 反复反射光传输信道的研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2019. 3.
- [16] CHEN S Q, YANG G W, BI M H, et al. Application of micro-corner prism array in retro-reflector modulating laser communications[J]. *Radio Engineering*, 2019, 49(4): 342-346.
- 陈少钦,杨国伟,毕美华,等. 微角锥棱镜阵列在逆向调制激光通信中的应用[J]. 无线电工程, 2019, 49(4): 342-346.

作者简介:

毕美华 (1981—),女,山东济宁人,博士,副教授,硕士生导师,主要从事高速光通信与光网络以及 OFDM-PON 接入网的安全性研究。