

子载波间插SCFDM技术在LED-FSO系统中的应用研究

杜子豪^{1,2},教学渊^{1,2},陈俊杰²,陈梓健^{1,2},赵建¹,陈军帆^{1,2*}

(1. 华南理工大学 电子与信息学院, 广州 510641; 2. 广州海格通信集团股份有限公司, 广州 510663)

摘要:针对基于发光二极管(LED)的自由空间光(FSO)通信系统易受器件非线性伏安特性影响和大气湍流干扰的问题,提出一种结合子载波间插-单载波频分复用(I-SCFDM)技术的传输方案。分析了I-SCFDM信号的低峰均功率比(PAPR)特性,并对比了I-SCFDM方案与直流偏置光-正交频分复用(DCO-OFDM)方案、集中式分配SCFDM(L-SCFDM)方案的性能差异。仿真结果表明:高斯白噪声信道下,I-SCFDM方案相较于传统O-OFDM方案可获得显著信噪比(SNR)增益;大气湍流信道下,结合等增益合并(EGC)技术的I-SCFDM方案仅需最小分集数即可满足20 dB的SNR门限需求,性能优于传统O-OFDM方案。

关键词:自由空间光通信;发光二极管;正交频分复用;子载波间插-单载波频分复用

中图分类号:TN256 **文献标志码:**A **文章编号:**1002-5561(2025)05-0027-07

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2025.05.005

Research on the application of interleaved-subcarrier SCFDM technology in LED-FSO system

DU Zihao^{1,2}, AO Xueyuan^{1,2}, CHEN Junjie², CHEN Zijian^{1,2}, ZHAO Jian¹, CHEN Junfan^{1,2*}

(1. School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;

2. Guangzhou Haige Communications Group Incorporated Company, Guangzhou 510663, China)

Abstract: Aiming at the issue that light-emitting diode(LED)-based free-space optical(FSO) communication system are susceptible to the nonlinear current-voltage characteristics of devices and atmospheric turbulence interference, a transmission scheme incorporating interleaved subcarrier single-carrier frequency-division multiplexing(I-SCFDM) technology is proposed. The low peak-to-average power ratio(PAPR) characteristic of I-SCFDM signals is analyzed, and the performance differences among the I-SCFDM scheme, DC-biased optical orthogonal frequency-division multiplexing(DCO-OFDM) scheme, and localized SCFDM(L-SCFDM) scheme are compared. Simulation results show that under additive white Gaussian noise(AWGN) channels, the I-SCFDM scheme achieves significant signal-to-noise ratio(SNR) gain compared to traditional optical OFDM(O-OFDM) schemes. Under atmospheric turbulence channels, the I-SCFDM scheme combined with equal-gain combining(EGC) technology requires only the minimum diversity order to meet the 20 dB SNR threshold requirement, outperforming traditional O-OFDM schemes.

Key words: free-space optical communication, light-emitting diode, orthogonal frequency division multiplexing, interleaved-subcarrier single-carrier frequency division multiplexing

收稿日期:2025-04-02。

基金项目:国家自然科学基金项目(U23A20282)资助;广东省“珠江人才计划”青年拔尖人才项目(2019QN01X165)资助;广东省自然科学基金项目(2024A1515010384)资助。

作者简介:杜子豪(1997—),男,四川广元人,博士,华南理工大学信息与通信工程博士后科研流动站博士后。主要研究方向为光通信系统设计、编解码技术和智能信号处理。发表SCI/EI论文10余篇,授权发明专利3项,参与国家级课题3项。

***通信作者:**陈军帆(1994—),男,博士,工程师,广东省通信学会智能光网专委会委员。主要研究方向为6G无线通信、无线光通信和高速信号处理。



0 引言

集成大功率发光二极管(LED)的自由空间光(FSO)无线通信系统具有体积小、安全性高、保密性强且抗电磁干扰等优势,近年来在“空、天、地、海”等多领域展现出广阔的应用前景。然而,商用LED器件有限的调制带宽严重制约了系统传输速率,虽然以直流偏置光-正交频分复用(DCO-OFDM)为代表的光正交频分复用(O-OFDM)技术可以有效提升频谱效率,但固有的高峰均功率比(PAPR)特性易导致信号产生严重非线性失真,显著恶化系统通信性能。为了解决这

一问题, 研究人员提出了多种方案, 其中以子载波集中式分配-单载波频分复用(L-SCFDM)技术为代表的预编码方案因实现简单而备受关注^[1-4]。该技术通过引入离散傅里叶变换(DFT)扩展使得信号不再服从高斯分布特性, 从而有效降低 PAPR。但额外的 DFT 操作会进一步增加系统复杂度, 不利于实际部署^[5]。此外, 预均衡和后均衡等典型数字信号处理(DSP)技术虽然能够在一定程度上补偿信号的非线性畸变, 但同样会提高系统复杂度, 并且相关参数需要根据实际信道和器件特性不断调整, 故难以在动态变化剧烈的大气湍流信道环境中有效部署和应用^[6]。鉴于此, 本文提出一种基于子载波间插-单载波频分复用(I-SCFDM)技术的 LED-FSO 系统传输方案, 其实现复杂度低且具有较低 PAPR 特性, 旨在克服现有 O-OFDM 方案的不足并提升系统误码性能。

1 系统仿真模型

典型 LED-FSO 系统的传输示意图如图 1 所示。在发送端, 原始比特流首先经过星座映射转换为正交幅度调制(QAM)符号序列, 随后通过 O-OFDM 调制并叠加适当直流偏置以生成单极性实数信号, 从而满足强度调制/直接检测(IM/DD)光通信系统的非负性要求。紧接着, 电信号加载至 LED 器件进行电/光转换, 并通过自由空间信道传输。其中, LED 器件由线性时不变(LTI)模块和 Rapps 非线性(NL)模块级联构成, 分别用于引入线性信号畸变^[7]。在接收端, 光电探测器(PD)完成信号接收和光/电转换, 然后依次进行 O-OFDM 解调和星座逆映射等过程, 最终输出恢复比特流。

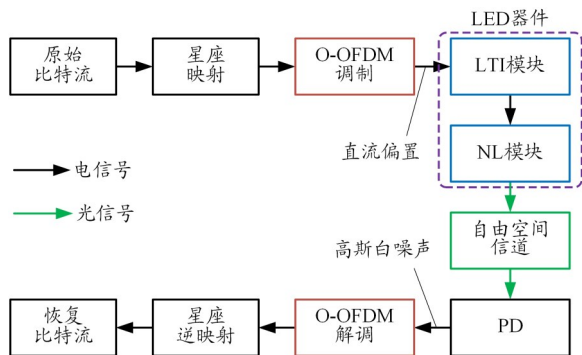


图1 典型LED-FSO系统的传输示意图

LTI模块的输出信号 $r(n)$ 可以表示为

$$r(n) = \sum_{l=0}^{L-1} b_l s(n-l) \quad (1)$$

其中, $s(n)$ 为输入信号, n 为采样时刻, l 为延迟抽头索引, b 为LTI模块的抽头系数, L 为抽头系数总个数。

NL模块的输出信号 $R(n)$ 可以表示为

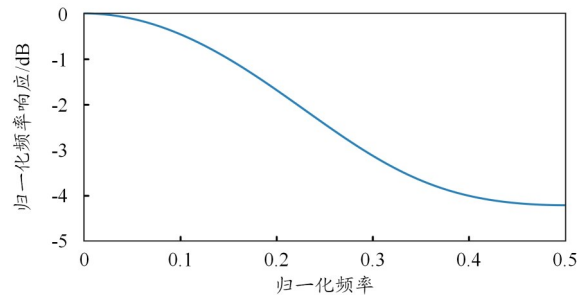
$$R(n) = \begin{cases} \frac{r(n) - V_{th}}{I_{max}}, & r(n) > V_{th} \\ \left[1 + \left(\frac{r(n) - V_{th}}{I_{max}} \right)^{2P} \right]^{\frac{1}{2P}}, & 0, r(n) \leq V_{th} \end{cases} \quad (2)$$

其中, V_{th} 为LED开启电压阈值, I_{max} 为最大允许电流, P 为拐点系数。

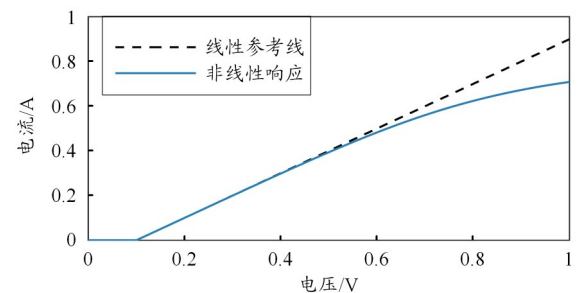
根据表1的参数设置, 图2给出了LED器件的归一化频率响应和伏安(V-I)特性曲线, 分别反映了频域的不平坦响应和时域的非线性特征。

表1 LED器件仿真参数设置

参数	数值
LTI模块抽头系数 b	1, 0.25, 0.05
开启电压阈值 V_{th}/V	0.1
最大允许电流 I_{max}/A	0.8
拐点系数 P	2



(a) 归一化频率响应



(b) 伏安特性曲线

图2 LED器件的归一化频率响应和伏安特性

本文基于 IM/DD 体制构建大气湍流信道下的 LED-FSO 系统, 对应的传输模型表达式为

$$Q(t) = \eta \mu R(t) + n(t) \quad (3)$$

其中, $R(t)$ 和 $Q(t)$ 分别表示光发送信号和电接收信号, η 表示 PD 的光/电转换效率(为简化计算, 本文将其

设为 1), $n(t)$ 表示服从高斯分布的加性噪声, μ 表示大气湍流信道衰落系数。 μ 服从典型 Gamma-Gamma 分布^[8], 对应的概率密度函数为

$$f(\mu) = \frac{2(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \mu^{(\alpha+\beta)/2-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta\mu}) \quad (4)$$

其中, α 和 β 分别表示大尺度和小尺度散射系数, $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数, $K_v(\cdot)$ 为 v 阶第二类修正 Bessel 函数。平面波条件下 α 和 β 的近似表达式为

$$\begin{cases} \alpha = \left[\exp\left(\frac{0.49\sigma_R^2}{(1 + 1.11\sigma_R^{12/5})^{7/6}}\right) - 1 \right]^{-1} \\ \beta = \left[\exp\left(\frac{0.51\sigma_R^2}{(1 + 0.69\sigma_R^{12/5})^{5/6}}\right) - 1 \right]^{-1} \end{cases} \quad (5)$$

其中, σ_R^2 为对数光强起伏方差, 也称为 Rytov 方差^[9]。当 $\sigma_R^2 \leq 0.3$ 时, 为弱湍流; $0.3 < \sigma_R^2 \leq 5$ 时, 为中湍流; $\sigma_R^2 > 5$ 时, 为强湍流。

本文大气湍流仿真参数设置如表 2 所示。基于表 2 中的参数设置, 仿真得到了 3 种湍流强度下 μ 的概率密度函数曲线, 如图 3 所示。可以看出, 随着湍流强度增大, 概率密度函数曲线的拖尾逐渐变长, 表明光强度随机起伏现象越发剧烈, 与实际大气湍流信道变化特性相吻合^[10]。

表 2 大气湍流仿真参数设置

湍流强度	Rytov 方差	α	β
弱湍流	0.2	11.65	10.12
中湍流	2	3.99	1.70
强湍流	10	5.68	1.10

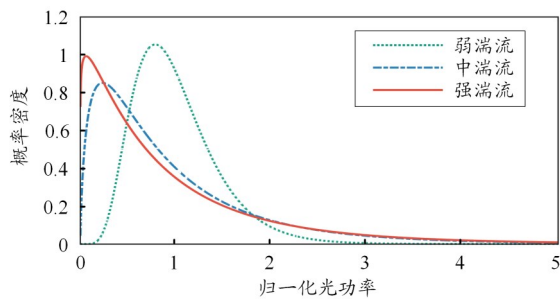


图 3 3 种湍流强度下 μ 的概率密度分布函数

2 I-SCFDM 技术

本文提出的 LED-FSO 系统传输方案基于 I-SCFDM 技术实现, 图 4 为实值 I-SCFDM 信号在光传输系统中

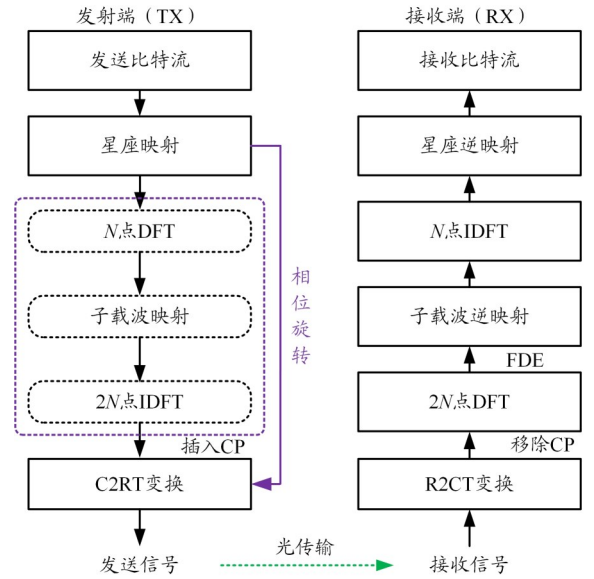


图 4 实值 I-SCFDM 调制解调流程图

的调制解调流程。

令发送比特流经过星座映射后的 QAM 符号序列为 $x(k)$, 经过 N 点 DFT 扩展后复数符号 $X(n)$ 可表示为

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (6)$$

与 DCO-OFDM 以及 L-SCFDM 需要使用 Hermitian 变换不同^[11], I-SCFDM 通过将 $X(n)$ 仅分配至奇子载波以实现间插符号的子载波映射, 该过程表示为

$$Y = [0, X(0), 0, X(1), \dots, 0, X(N-1)]_{2N \times 1}^T \quad (7)$$

其中, 上角标 T 表示矩阵转置。对 Y 进行 $2N$ 点逆离散傅里叶变换 (IDFT) 扩展, 可得到对应的双极性复值 I-SCFDM 信号, 其表达式为

$$y(m) = \frac{1}{2N} \sum_{l=0}^{2N-1} Y(l) e^{j\frac{2\pi}{2N}lm}, 0 \leq m \leq 2N-1 \quad (8)$$

结合式 (6)、式 (7) 并考虑离散傅里叶变换 (DFT)/IDFT 变换的对称性, 式 (8) 可简化得到

$$y(m) = \begin{cases} \frac{1}{2} e^{j\frac{\pi m}{N}} x(m), & 0 \leq m \leq N-1 \\ -y(m-N), & N \leq m \leq 2N-1 \end{cases} \quad (9)$$

式 (9) 表明复值 I-SCFDM 信号 $y(m)$ 的前半部分可视为 QAM 符号 $x(m)$ 的相位旋转映射, 即 $x(m)$ 仅需乘以对应相位值“ $e^{j\pi m/N}$ ”便可得到对应 $y(m)$, 表明 I-SCFDM 调制时所需的复数乘法次数仅为 N 。对于传统 DCO-OFDM 方案而言, 若子载波个数也为 N , 则对应的 $2N$ 点 IDFT 变换需要 $M \log_2(2N)$ 次复数乘法; L-SCFDM 方案进一步叠加 N 点 DFT 预变换后, 共需要 $M \log_2(2N) + N/2 \log_2 N$ 次复数乘法。相比之下, I-SCFDM

杜子豪, 敖学渊, 陈俊杰, 等: 子载波间插SCFDM技术在LED-FSO系统中的应用研究

方案具有更低的调制计算复杂度,更利于在实际系统中部署^[12]。

由于 $y(m)$ 的后半部分与前半部分呈反对称关系,因此可以通过复转实变换(C2RT),即仅保留 $y(m)$ 的前半部分,并将其实部和虚部串行传输,以生成实值I-SCFDM信号。最终的实值发送信号表达式为

$$\mathbf{S}_{\text{TX}} = [y_{\text{Re}}(0), \dots, y_{\text{Re}}(N-1), y_{\text{Im}}(0), \dots, y_{\text{Im}}(N-1)]_{2N \times 1}^T \quad (10)$$

紧接着,信号在完成电/光转换、信道传输和光/电转换后,接收端对信号进行解调,解调过程与调制过程相反。与DCO-OFDM和L-SCFDM类似,I-SCFDM也能够通过适当添加循环前缀(CP)并利用单抽头频域均衡(FDE)来有效对抗信号失真^[13],以进一步改善系统传输性能。另外,对于式(10)所示的实值I-SCFDM信号,其具体时域表达式为

$$\begin{cases} y_{\text{Re}}(m) = \frac{1}{2} \left[\cos\left(\frac{m\pi}{N}\right) x_{\text{Re}}(m) - \sin\left(\frac{m\pi}{N}\right) x_{\text{Im}}(m) \right] \\ y_{\text{Im}}(m) = \frac{1}{2} \left[\sin\left(\frac{m\pi}{N}\right) x_{\text{Re}}(m) + \cos\left(\frac{m\pi}{N}\right) x_{\text{Im}}(m) \right] \end{cases} \quad (11)$$

其中, $0 \leq m \leq N-1$ 。

由式(11)可知,实值I-SCFDM信号的时域波形呈现出正/余弦包络特性。子载波数为512且QAM阶数为4时对应的实值I-SCFDM信号的时域波形示意图如图5所示。可以看出,I-SCFDM信号的实部/虚部序列的幅值均表现出正/余弦包络波形特征,即不再具备传统OFDM信号的幅值随机分布特征,因此其PAPR值较小,对非线性失真的抵抗能力较强。

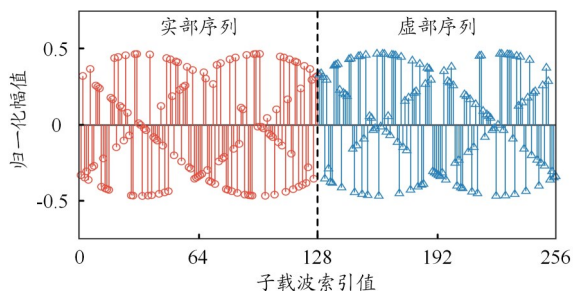


图5 实值I-SCFDM信号时域波形示意图

不同O-OFDM方案的PAPR对比结果如图6所示。可以看出,当互补累计分布函数(CCDFF)取值为 1×10^{-2} 时,I-SCFDM信号的PAPR值相较于传统DCO-OFDM和L-SCFDM信号分别降低了9.73、6.21 dB;当CCDF进一步取值为 1×10^{-3} 时,相较于DCO-OFDM和L-SCFDM方案,I-SCFDM方案的PAPR值分别降低了

10.69、6.76 dB。由此可见,I-SCFDM在3种O-OFDM方案中具有最低PAPR值,这对于非线性失真严重的LED-FSO系统非常有益。

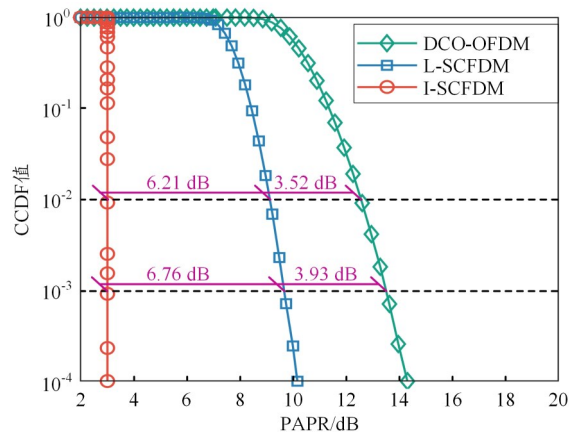


图6 不同O-OFDM方案的PAPR比较图

3 数值仿真与分析

基于上述原理,本文采用蒙特卡罗仿真对I-SCFDM、DCO-OFDM和L-SCFDM这3种O-OFDM方案的误码率(BER)性能进行对比分析。实值I-SCFDM仿真参数设置如表3所示,其它相关参数见表1和表2。

表3 实值I-SCFDM仿真参数设置

参数	数值
I-SCFDM符号个数	1×10^6
QAM阶数	4
N 点DFT长度	256
CP长度/位	8
用于FDE导频个数比例	0.1%

3.1 不同直流偏置条件下的性能对比

在加性高斯白噪声(AWGN)信道下,3种O-OFDM方案的直流偏置分别设置为0.1、0.4、0.7 V,得到各O-OFDM方案随SNR变化的BER性能如图7所示。图中,“w/”表示“使用”后续所述配置。

以 3.8×10^{-3} 的硬判决前向纠错(HD-FEC)门限为基准,从图7可以看出:当偏置仅为0.1 V时,信号幅值范围会变为 $-0.4 \sim +0.6$ V(初始幅值范围为 ± 0.5 V,见图5)。由于LED的开启电压阈值为0.1 V,因此 $-0.4 \sim +0.1$ V范围内的信号会被置零。此时,经LED作用后的信号下端截断非常严重,导致即使信噪比(SNR)不断提高,3种O-OFDM方案的BER曲线均无法降至HD-FEC门限以下;随着偏置增加至0.4 V,3种调制方案的BER性能均获得显著改善,其中I-SCFDM方案表现最为优

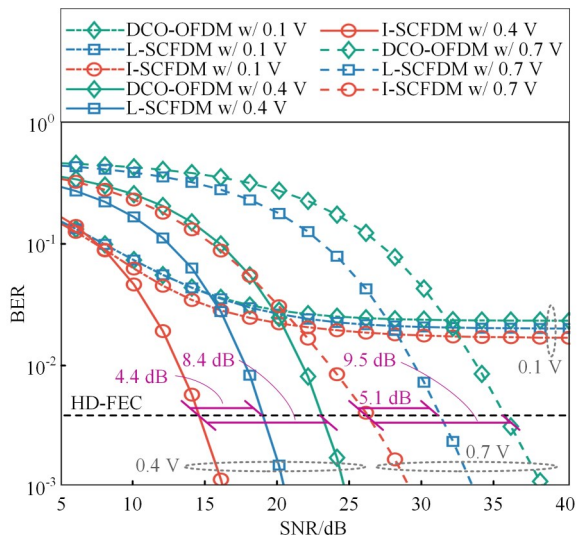


图7 直流偏置分别为0.1、0.4、0.7 V时
各O-OFDM方案随SNR变化的BER性能

异,其SNR 仅需达到14.5 dB即可满足HD-FEC 门限要求,较传统DCO-OFDM 和L-SCFDM 方案分别获得了8.4、4.4 dB 的SNR 增益;当偏置进一步提高至0.7 V 时,此时信号上端将受到严重非线性失真影响,但由于I-SCFDM 方案具有最小PAPR 特性,此时相较于传统DCO-OFDM 和L-SCFDM 方案则仍然保持了9.5、5.1 dB 的性能优势。

基于图7 的仿真结果,不同系统偏置条件下3种O-OFDM 方案达到HD-FEC 门限所需的SNR 值如图8 所示。可以看出,当偏置大于0.3 V 时,I-SCFDM 方案所需的SNR 值始终低于DCO-OFDM 和L-SCFDM 方案,其最优偏置为0.35 V,此时相较于DCO-OFDM 和L-SCFDM 方案分别有7.2、3.1 dB 的SNR 增益。另外,若以20 dB 作为系统SNR 门限,I-SCFDM 方案所能支

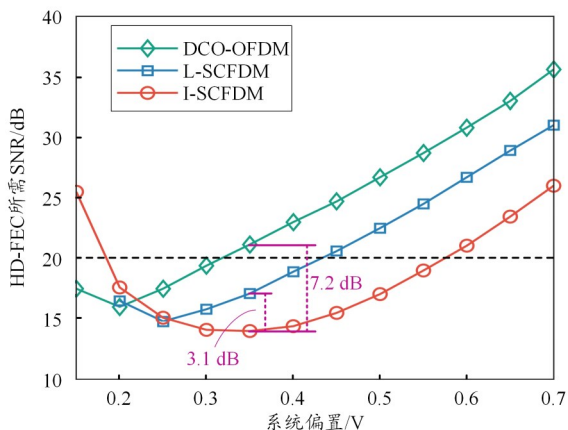


图8 不同直流偏置条件下各O-OFDM 方案
达到HD-FEC 限所需SNR 值

持的偏置动态范围为0.2~0.55 V,显著优于另2种传统O-OFDM 方案,有利于提升LED-FSO 系统鲁棒性。

3.2 不同大气湍流强度下的性能对比

本文引入基于Gamma-Gamma 模型的大气湍流信道,分别研究了3种O-OFDM 方案在不同大气湍流强度下的性能差异。

图9 为3种O-OFDM 方案在有/无弱湍流干扰下的BER 性能。图中,“w/”和“w/o”分别表示“使用”和“不使用”后续所述配置(图10 和图11 同理)。仿真结果表明,弱湍流的引入会导致LED-FSO 系统性能恶化,但I-SCFDM 方案仍表现出最佳性能,仅需18.4 dB 的SNR (小于20 dB) 即可满足HD-FEC 需求,相较于DCO-OFDM 和L-SCFDM 方案分别实现了7.3、3.3 dB 的SNR 增益。

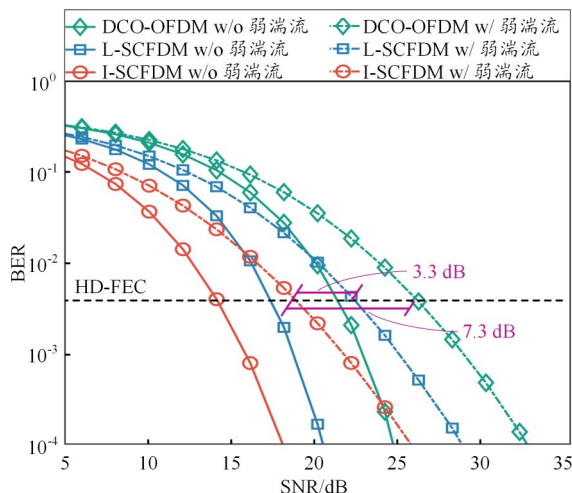


图9 有/无弱湍流干扰下各O-OFDM 方案随SNR 变化的BER 性能

进一步考虑中湍流条件,此时由于大气湍流造成的信号强度起伏会显著加剧,如果仅依赖单输入单输出(SISO)传输配置,系统难以在SNR 低于30 dB 的情况下满足HD-FEC 阈值需求,因此需要通过进一步引入空间分集技术来有效提升系统增益^[14]。具体地,考虑实际应用中常见的2×2 多输入多输出(MIMO)系统的典型配置,即系统包含2 根发送天线(LED 阵列)和2 根接收天线(PD 阵列),并在接收端使用等增益合并(EGC)技术对接收信号进行处理^[15],系统的总分集数为2×2=4 (其它MIMO 系统的分集数也可通过此方式进行计算),此时得到各O-OFDM 方案随SNR 变化的BER 性能如图10 所示。可以看出,结合EGC 技术后的I-SCFDM 方案达到HD-FEC 阈值所需的SNR 得以降至20 dB 以下,相较于DCO-OFDM 和L-SCFDM 方案分别有7.4、3.7 dB 的SNR 增益。

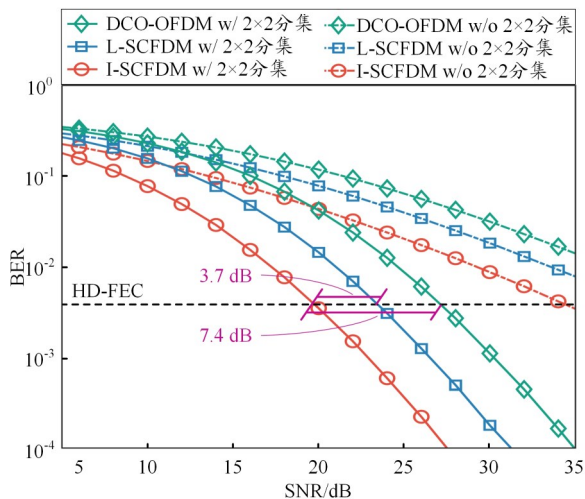


图10 中湍流条件下各O-OFDM方案随SNR变化的BER性能

同样地,在强湍流条件下也考虑采用 2×2 MIMO传输配置以应对信号剧烈衰落,仿真结果如图11所示。可以看出,在无分集技术的支撑下,即使SNR提高至35 dB以上,3种O-OFDM方案的BER性能仍不能达到HD-FEC需求。在引入分集技术后,I-SCFDM方案仅需21.5 dB的SNR即可满足HD-FEC需求,相较于DCO-OFDM和L-SCFDM方案分别有7.1、4.6 dB的SNR增益提升。

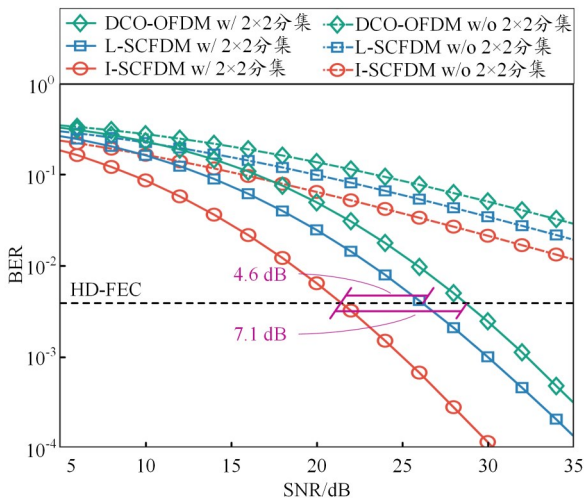


图11 强湍流条件下各O-OFDM方案随SNR变化的BER性能

基于图9~图11的仿真结果可以看出,在不同强度湍流环境下I-SCFDM方案均表现出更好的BER性能,相较于另外2种O-OFDM方案具有明显SNR增益优势。在结合空间分集技术后,I-SCFDM方案的SNR需求不仅进一步降低,同时还能保持相较于其它2种O-OFDM方案的SNR增益优势。随着湍流强度的增强,I-SCFDM方案相较于L-SCFDM方案的SNR提升逐渐

扩大,同时相较于DCO-OFDM方案始终有约7 dB的SNR增益。

各O-OFDM方案在不同湍流强度条件下为达到HD-FEC门限所需的SNR与系统分集数(收发机数量的乘积)之间的关系如图12所示。若SNR门限设为20 dB,可以看出,I-SCFDM方案在弱、中、强3种湍流条件下满足HD-FEC门限所需的分集数分别为1、4、8;L-SCFDM方案所需分集数则分别为2、8、16,为I-SCFDM方案的2倍;对于DCO-OFDM方案,即使将分集数提高至32,在SNR小于20 dB条件下仍始终无法达到HD-FEC门限需求。考虑到实际LED-FSO系统中SNR限制和分集技术的部署难度,I-SCFDM方案在系统实现的资源效率方面相较于其它2种O-OFDM方案具有明显优势,更具实用性和可行性。

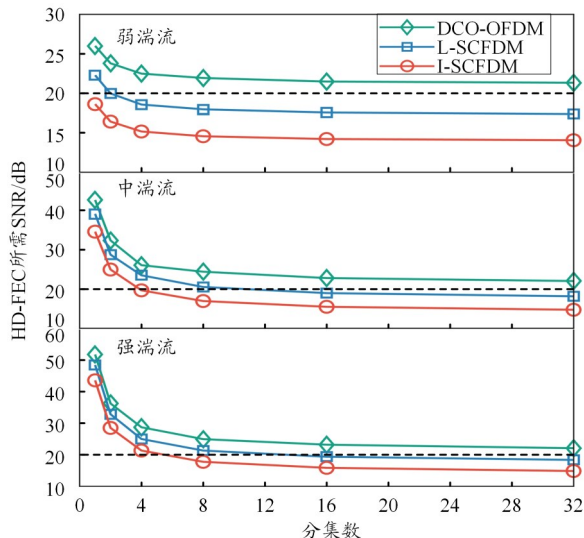


图12 不同湍流条件下结合分集技术的各O-OFDM方案达到HD-FEC门限所需SNR值

4 结束语

本文提出一种基于I-SCFDM技术的LED-FSO系统传输方案,并传统DCO-OFDM和L-SCFDM方案进行了性能对比。考虑LED非线性特性,具有低PAPR特性的I-SCFDM方案展现出更优越的SNR性能,并且具备更大的偏置动态范围。在不同湍流强度的大气信道下,结合EGC技术的I-SCFDM方案能够以更少的分集数满足HD-FEC门限需求,有助于提升LED-FSO系统的简洁性和鲁棒性。本文的仿真结果证明I-SCFDM技术在FSO通信领域具有重要应用价值。

参考文献:

[1] 宋小庆,王慕煜,邢松,等. 可见光通信OFDM系统PAPR抑制技术

研究进展[J]. 光通信技术, 2019, 43(12): 1-6.

[2] DENG L, FAN Y, ZHAO Q. A novel PAPR reduction scheme for VLC DCO-OFDM systems[J]. Optics Communications, 2018, 426: 164-169.

[3] ALRAKAH H T, GUTEMA T Z, SINANOVIC S, et al. PAPR reduction in DCO-OFDM based WDM VLC[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(19): 6359-6365.

[4] 吴新星, 张凯明, 张惠忠, 等. 基于DFT扩频技术的低峰均比OOFDM系统研究[J]. 光通信技术, 2018, 42(8): 18-21.

[5] TAO L, YU J, FANG Y, et al. Analysis of noise spread in optical DFT-S OFDM systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(20): 3219-3225.

[6] ZHANG G, ZHANG J, HONG X, et al. Low-complexity frequency domain nonlinear compensation for OFDM based high-speed visible light communication systems with light emitting diodes[J]. Optics Express, 2017, 25(4): 3780-3794.

[7] QIAN H, YAO S, CAI S, et al. Adaptive postdistortion for nonlinear LEDs in visible light communications[J]. IEEE Photonics Journal, 2014, 6(4): 1-8.

[8] WANG N, CHENG J. Moment-based estimation for the shape parameters of the Gamma-Gamma atmospheric turbulence model[J]. Optics Express, 2010, 18(12): 12824-12831.

[9] 李征, 廖志文, 梁静远, 等. 大气湍流模型与大气信道模型的研究与

展望[J]. 光通信技术, 2023, 47(3): 9-17.

[10] LI L, JI N, WU Z, et al. Design and experimental demonstration of an atmospheric turbulence simulation system for free-space optical communication[J]. Photonics, 2024, 11: 334-1-334-15.

[11] ZHOU J, YU J, CHENG Q, et al. 256-QAM interleaved single carrier FDM for short-reach optical interconnects[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, 29(21): 1796-1799.

[12] DU Z, GE W, CAI C, et al. 90-m/660-Mbps underwater wireless optical communication enabled by interleaved single-carrier FDM scheme combined with sparse weight-initiated DNN equalizer[J]. Journal of Lightwave Technology, 2023, 41(16): 5310-5320.

[13] LI J, HUANG Z, LIU X, et al. Hybrid time-frequency domain equalization for LED nonlinearity mitigation in OFDM-based VLC systems[J]. Optics Express, 2015, 23(1): 611-619.

[14] WANG K, SONG T, WANG Y, et al. Evolution of short-range optical wireless communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 41(4): 1019-1040.

[15] LI J, WANG F, ZHAO M, et al. Large-coverage underwater visible light communication system based on blue LED employing equal gain combining with integrated PIN array reception[J]. Applied Optics, 2019, 58(2): 383-388.