

湍流信道下差分索引移位键控直流偏置光 OFDM

王惠琴^{1*}, 王真¹, 陈丹², 曹明华¹, 包仲贤¹¹兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050;²西安理工大学自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048

摘要 针对现有光无线正交频分复用(OFDM)索引调制均需接收端已知信道状态信息的问题,通过构建满足差分运算的时频弥散矩阵进行索引映射,提出了一种差分索引移位键控光 OFDM 方案。推导出了该方案在最大似然准则下的平均误码率上界,并与子载波索引移位键控直流偏置光 OFDM(SISK-DCO-OFDM)系统进行了性能对比。其次,依据差分信号的特点,构造了一种适用于机器学习的差分信号特征向量,并结合径向基神经网络提出了一种多分类检测器,有效降低了译码复杂度。结果表明,所提差分索引方案有效避免了复杂的信道估计,同时在高信噪比下获得了近似 SISK-DCO-OFDM 的误码性能。所提检测器取得了近似差分最大似然检测算法的误码性能,而且复杂度大大降低,例如当子载波块长度为 2 和 4 时,所提检测器的复杂度分别降低了 16.67% 和 70%。

关键词 光通信; 光 OFDM; 差分索引移位键控; 信道状态信息; 机器学习

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS231106

1 引言

光 OFDM 索引调制(O-OFDM-IM)是一种新型的多载波调制技术^[1]。它不仅利用星座符号传递信息,而且还利用子载波索引额外携带信息,从而实现系统传输速率和误码性能的大幅提升。与传统 O-OFDM 技术相比,O-OFDM-IM 技术可通过灵活地配置子载波组数、激活子载波数、星座符号调制阶数等参数来适应更多应用场景的需求。

O-OFDM-IM 技术由 Başar 等^[1]提出。自该技术提出以来,学者们围绕直流偏置光 OFDM(DCO-OFDM)和非对称限幅光 OFDM(ACO-OFDM)^[2]开展了有关索引调制技术的研究^[3-6]。其中,文献[3]提出了双模 O-OFDM-IM 方案,它利用索引子载波和非索引子载波分别传输不同模式的星座符号,有效提升了系统的传输速率。文献[4]通过对 ACO-OFDM-IM 中的偶数子载波进行脉冲幅度调制(PAM)-DMT 调制,提出了增强型 ACO-OFDM-IM。相比传统的 ACO-OFDM-IM,增强型的 ACO-OFDM-IM 具有更好的误码性能和更低的峰均比。后来,文献[5]通过激活不同数目的子载波并结合子载波分配算法,提出了适合于大气湍流信道的广义索引调制 ACO-OFDM,实现了系统传输速率和误码性能的大幅提升。为了进一步提升系统的传输速率,文献[6]提出了分层 ACO-

OFDM 索引调制。上述相关研究有力地促进了 O-OFDM-IM 技术的发展,但所有方案均要求接收端已知信道状态信息(CSI)。然而,精准的 CSI 就需要复杂的信道估计^[7],这就增大了系统实现的难度。该问题在无线光通信系统中更为突出,这是因为大气环境的随机性和时变性增大了信道估计的难度。另外,O-OFDM-IM 因多个子信道同时工作而进一步增大了信道估计的复杂度。为了避免复杂的信道估计,在射频域提出了差分空间调制(DSM)^[8]和差分分子载波索引调制(DSIM)^[9]等。随着技术的发展,文献[10-12]将差分技术引入光空间调制(OSM)中,并结合 PAM、脉冲位置调制(PPM)分别提出了不同的差分光空间调制(DOSM)。

鉴于此,本文利用时频弥散矩阵构建差分过程,并结合 DCO-OFDM 提出了一种包含空间域和时间域的差分索引移位键控直流偏置光 OFDM(DISK-DCO-OFDM)方案。该系统在保证误码性能的前提下,有效避免了复杂的信道估计。同时,针对差分最大似然(DML)检测算法存在计算复杂度过高的问题,利用机器学习方法提出了基于径向基神经网络(RBF)的多分类检测器,从而实现了计算复杂度的降低。

2 DISK-DCO-OFDM 系统模型

对于具有 N 个子载波的 DISK-DCO-OFDM 系

收稿日期: 2023-06-07; 修回日期: 2023-07-02; 录用日期: 2023-07-06; 网络首发日期: 2023-07-18

基金项目: 国家自然科学基金(62261033, 61861026, 62265010)、甘肃省重点研发计划(22YF7GA056)

通信作者: *Whq1222@lut.edu.cn

统,其模型如图 1 所示。在图 1 中,输入的二进制比特流经过串并转换后被分为 G 组(对应 G 个子载波块)。假设每个子载波块包含 L 个子载波(即子载波块长度为 L),则每个子载波块中有 $B = \log_2 \lfloor L! \rfloor$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整)个比特被映射成由激活子载波构建的时频弥散矩阵(TFDM)。时频弥散矩阵 X_t 再经差分运算后得到预

传输的信号矩阵 S_t 。为了满足光 OFDM 系统对信号的“正、实”性要求^[13],对 S_t 再进行 Hermitian 对称、快速傅里叶逆变换(IFFT)、加直流偏置等处理后由光源发送出去。在接收端,对光电检测器接收的信号再进行去直流偏置和快速傅里叶变换(FFT)处理后,最终采用差分最大似然检测方法恢复出原始的二进制比特。

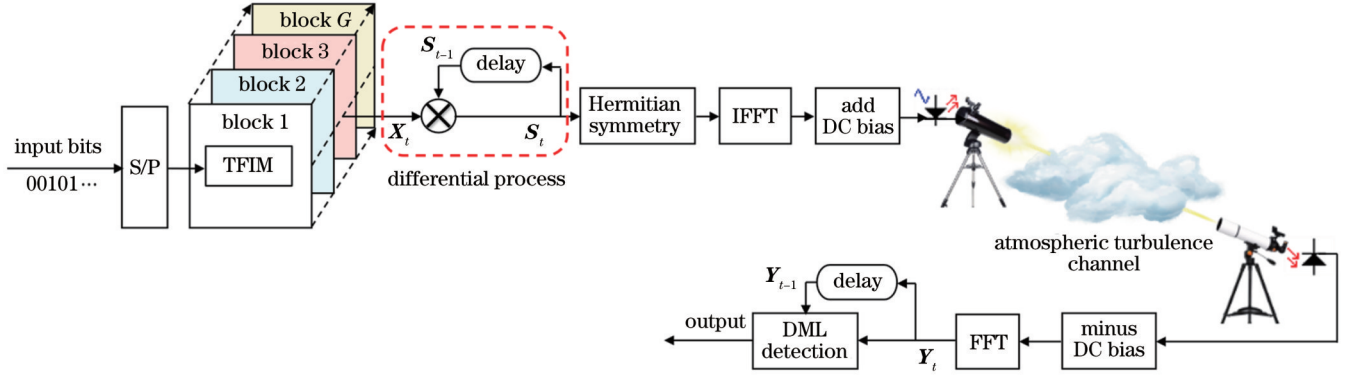


图 1 DISK-DCO-OFDM 系统模型
Fig. 1 DISK-DCO-OFDM system model

2.1 DISK-DCO-OFDM 的差分编码

在 DISK-DCO-OFDM 系统中,如何构建满足差分运算的时频弥散矩阵是一个关键。为了满足差分运算,构造的时频弥散矩阵基于以下两条约束规则:1)在同一时频弥散矩阵中,每一子载波块在每一时隙上有且仅有一个子载波被激活;2)同一子载波块中的子载波在同一时频弥散矩阵内的连续时隙上只被激活一次。因此,构造的时频弥散矩阵 X_t 是一个每行每列仅存在一个非零元素的方阵,从而保证了经相乘得到的传输矩阵 S_t 也具有此规则,即满足差分运算。

在设计好时频弥散矩阵之后,利用描述自然数与排列关系的 Lehmer code 进行索引比特与时频弥散矩阵之间的映射。在一个时频弥散矩阵中,连续时隙上非零元素的位置代表了激活子载波的排列顺序。对一个 4×4 时频弥散矩阵而言,索引比特与激活子载波排列顺序间的映射关系如表 1 所示。

在进行差分运算之前,发送端首先发送一个不携

表 1 索引比特与激活子载波排列顺序的映射

Table 1 Mapping of index bits to the permutation of active subcarriers

Index bit	Subcarrier permutation	Index bit	Subcarrier permutation
0000	[1 2 3 4]	1000	[2 3 1 4]
0001	[1 2 4 3]	1001	[2 3 4 1]
0010	[1 3 2 4]	1010	[2 4 1 3]
0011	[1 3 4 2]	1011	[2 4 3 1]
0100	[1 4 2 3]	1100	[3 1 2 4]
0101	[1 4 3 2]	1101	[3 1 4 2]
0110	[2 1 3 4]	1110	[3 2 1 4]
0111	[2 1 4 3]	1111	[3 2 4 1]

带任何信息的初始传输矩阵 S_0 。在进行差分运算时,将输入的二进制比特映射为时频弥散矩阵,并与前一时刻的传输信号矩阵相乘。也就是说, t 时刻的传输矩阵 S_t 是由 t 时刻的时频弥散矩阵 X_t 和 $t-1$ 时刻的传输矩阵 S_{t-1} 相乘得到的,即为

$$S_t = S_{t-1} X_t, \quad (1)$$

式中: $S_t \in S, X_t \in X, S$ 与 X 分别为预传输信号矩阵与时频弥散矩阵的集合。

2.2 差分最大似然检测

在接收端,接收到的信号再经去直流偏置与 OFDM 解调后形成接收信号矩阵 Y 。由于 O-OFDM-IM 是一种新型的 O-OFDM 技术,因此和传统 O-OFDM 系统具有相同的信道模型。信道模型为

$$y = \eta h s + w, \quad (2)$$

式中: y 与 Y 之间满足傅里叶变换关系; η 表示光电转换效率; w 表示均值为 m_w 、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声矩阵; h 表示大气湍流信道特性矩阵,是一个对角矩阵。依据文献 [14] 与文献 [15],指数威布尔(exponential Weibull)分布可以较好地描述点接收及孔径平均效应下弱、中和强湍流的特性。相比对数正态分布模型与双伽马分布模型,指数威布尔分布更接近实验值,在无线光通信中得到广泛应用。因此, h 中的元素 h 为服从指数威布尔分布的湍流衰减系数,其概率密度函数(PDF)与逆累积分布函数分别为

$$f_{EW}(H; \alpha, \beta, \zeta) = \frac{\alpha\beta}{\zeta} \left(\frac{h}{\zeta}\right)^{\beta-1} \exp\left[-\left(\frac{h}{\zeta}\right)^\beta\right] \times \left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{h}{\zeta}\right)^\beta\right]\right\}^{\alpha-1}, \quad (3)$$

$$F_{\text{EW}}(H; \alpha, \beta, \zeta) = \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{h}{\zeta} \right)^\beta \right]^\alpha \right\}, \quad (4)$$

式中: α 与 β 均是闪烁指数直接相关的形状参数; ζ 表示与辐照度平均值直接相关的尺度参数。那么, 对第 g 个子载波块而言, 假设当前时刻与前一时刻的接收信号矩阵分别为 Y_t^g 和 Y_{t-1}^g , 依据信道模型式(2), 则它们分别满足

$$Y_t^g = \eta H_t^g S_t^g + W_t^g, \quad (5)$$

$$Y_{t-1}^g = \eta H_{t-1}^g S_{t-1}^g + W_{t-1}^g. \quad (6)$$

将式(1)代入式(5), 可得接收信号矩阵 Y_t^g 的改写形式为

$$Y_t^g = \eta H_t^g S_{t-1}^g X_t^g + W_t^g. \quad (7)$$

对于慢衰落信道, 通常假设其在前后时刻上的频域信道特性是不变的, 即 $H^g = H_t^g = H_{t-1}^g$, 对式(5)与式(6)进行化简, 则前后接收信号矩阵间满足

$$Y_t^g = Y_{t-1}^g X_t^g + W_t^g - W_{t-1}^g X_t^g, \quad (8)$$

依据式(8), 差分最大似然检测可表示为

$$\hat{X}_t^g = \arg \min_{X_t^g \in X} \| Y_t^g - Y_{t-1}^g X_t^g \|_F^2, \quad (9)$$

式中: \hat{X}_t^g 表示估计得到的时频弥散矩阵; X 表示所有可能的时频弥散矩阵形式; $\|\cdot\|_F^2$ 表示矩阵的 F 范数。

3 系统性能分析

3.1 系统的理论误码率

在 DISK-DCO-OFDM 系统中, 假设各子载波块间相互独立且所有子载波块的错误概率相同。也就是说, 系统只存在时频弥散矩阵被错检的情况, 即仅有一种成对错误类型。那么, 系统的平均误码率可由所有子载波块的误码率之和来表示。采用联合界技术^[5]时, 第 g 个子载波块的平均误码率可表示为

$$R_{\text{ABE}g} \leq \frac{1}{B2^B} \sum_{X_v \in X} \sum_{\hat{X}_v \in X} d(X_v \rightarrow \hat{X}_v) \text{PEP}(X_v \rightarrow \hat{X}_v | H), \quad (10)$$

式中: $d(X_v \rightarrow \hat{X}_v)$ 表示传输信号矩阵 X_v 被误检为 \hat{X}_v

时对应矩阵间的汉明距离; $\text{PEP}(X_v \rightarrow \hat{X}_v | H)$ 表示传输信号矩阵 X_v 被误检为 \hat{X}_v 时的成对错误概率。

将式(5)和式(6)代入式(9)中, 并将其中的 F 范数展开, 式(9)可化简为

$$\text{PEP}(X_v \rightarrow \hat{X}_v | H) = P \left\{ -2\Re \left\{ \text{Tr} \left[(\eta H \Delta_x)^H (W_t - W_{t-1} \hat{X}_v) \right] \right\} > \|\eta H \Delta_x\|_F^2 \right\}, \quad (11)$$

式中: $\Delta_x = S_{t-1} (X_v - \hat{X}_v)$; $\Re(\cdot)$ 表示取实部; $\text{Tr}(\cdot)$ 表示求矩阵的迹; $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置。

对于已知分布的 H , 式(11)中的 $-2\Re \left\{ \text{Tr} \left[(\eta H \Delta_x)^H (W_t - W_{t-1} \hat{X}_v) \right] \right\}$ 实际上是一个近似服从均值为 m_f 、方差为 $4\|\eta H \Delta_x\|_F^2 \sigma_f^2$ 的高斯随机变量, 因此, 式(11)可利用 Q 函数近似为

$$\text{PEP}(X_v \rightarrow \hat{X}_v | H) \approx Q \left(\sqrt{\frac{\|\eta H \Delta_x\|_F^2}{4\sigma_f^2}} \right), \quad (12)$$

利用 Q 函数的克雷格公式 (Craig's formulation)^[16], 式(12)的积分形式为

$$\text{PEP}(X_v \rightarrow \hat{X}_v | H) \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp \left(-\frac{\|\eta H \Delta_x\|_F^2}{8\sigma_f^2 \sin^2 \theta} \right) d\theta, \quad (13)$$

对式(13)求期望, 可得无条件成对错误概率的表示形式为

$$\text{PEP}(X_v \rightarrow \hat{X}_v) \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} E \left[\text{MGF} \left(-\frac{\|\eta H \Delta_x\|_F^2}{8\sigma_f^2 \sin^2 \theta} \right) \right] d\theta, \quad (14)$$

式中: $\text{MGF}(\cdot)$ 表示矩量母函数。

综上所述, 只要计算出所有成对错误类型对应的成对错误概率, 将其代入式(10)中, 并对所有子载波块的平均误码率求和, 即可得到系统整体的平均误码率。因此, 系统的平均误码率为

$$R_{\text{ABE}} \leq \sum_{g=1}^G \frac{1}{B2^B} \sum_{X_v \in X} \sum_{\hat{X}_v \in X} d(X_v \rightarrow \hat{X}_v) \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} E \left[\text{MGF} \left(-\frac{\|\eta H \Delta_x\|_F^2}{8\sigma_f^2 \sin^2 \theta} \right) \right] d\theta. \quad (15)$$

3.2 系统的传输速率、频谱效率和计算复杂度

对一帧包含有 N 个子载波的 DISK-DCO-OFDM 系统而言, 假设时频弥散矩阵的维度为 $L \times L$, 则系统包含 $G = N/2L$ 个子载波块, 并且一个时频弥散矩阵内包含 L 个时隙。那么, 系统的传输速率 (TR), 即所有载波每时隙所传输的比特数为

$$R_T = \frac{(N/2 - 1) \lfloor \log_2(L!) \rfloor}{L^2}, \quad (16)$$

系统的频谱效率 (SE), 即每个子载波每时隙平均传输的比特数为

$$E_s = \frac{(N/2 - 1) \lfloor \log_2(L!) \rfloor}{NL^2}, \quad (17)$$

由式(16)与式(17)可知,在总子载波数 N 不变的条件下,系统的传输速率和频谱效率只受参数 L 的影响,即与时频弥散矩阵的维度有关。

除了传输速率与频谱效率外,计算复杂度也是衡量系统性能的关键因素之一。本文利用乘法数来衡量系统的计算复杂度。在一次 DML 检测中,计算 $Y_{T-1}^s X$ 所需乘法次数为 $4L^3$,计算 F 范数所需乘法次数为 $4L^2$,而所有可能的接收信号数目为 $2^{\lceil \log_2(L!) \rceil}$ 。因此,DISK-DCO-OFDM 系统采用 DML 检测算法时的计算复杂度 C_{DML} 为

$$C_{\text{DML}} = 4L^2(L+1)2^{\lceil \log_2(L!) \rceil}. \quad (18)$$

4 仿真及性能分析

为了验证所提方案的正确性,采用蒙特卡罗方法分析了系统性能,并与子载波索引移位键控直流偏置光 OFDM 系统(SISK-DCO-OFDM,以下简称 SISK 系统)进行了对比。此时,SISK 系统的 CSI 在接收端完全已知。此外,为了便于区分,用 (L, k) 来标注 SISK 系统, k 为激活子载波的个数;用 $(L \times L)$ 来标注 DISK-DCO-OFDM 系统(以下简称 DISK 系统)。

仿真参数为总子载波数 $N = 256$,每帧包含的时隙数为 256,光电转换效率 $\eta = 0.5$,发送总功率为 1,传输距离 $D = 1000$ m,发射光波长 $\lambda = 780$ nm。采用指数威布尔大气湍流信道,其具体参数^[15,17-18]如表 2 所示。其中 C_n^2 为大气折射率结构常数, σ_R^2 为 Rytov 方差。若无特别说明,仿真过程均基于接收孔径为 $o = 25$ mm、弱湍流时的大气信道。

表 2 指数威布尔大气湍流信道的相关参数

Table 2 Parameters of exponential Weibull atmospheric turbulence channel

Turbulence intensity	$C_n^2/m^{-2/3}$	σ_R^2	o/mm	α	β	ζ
Weak	7.2×10^{-15}	0.317	25	3.67	1.97	0.73
			60	1.69	8.27	1.00
			80	1.01	19.27	1.03
Moderate	5.0×10^{-14}	2.202	25	5.37	0.81	0.33
			60	3.47	2.20	0.77
			80	2.52	4.06	0.92
Strong	3.6×10^{-13}	15.851	25	5.50	0.74	0.29
			60	4.80	1.08	0.48
			80	4.39	1.34	0.58

图 2 为不同湍流强度下 DISK(2×2) 系统的理论与仿真误码率。由图 2 可知:在低信噪比下,系统的仿真误码率(BER)低于理论误码率上界,且随着信噪比(SNR)的增大,系统的理论误码率曲线与仿真曲线开始渐近重合,这是由于采用联合界技术推导出的 ABER 是系统理论误码率的上界,而且在推导过程中进行了多次近似;DISK 系统的误码性能在弱湍流条

件下最优,即随着湍流强度的增大,误码性能开始下降。当湍流由弱变到强时,误码率在 10^{-5} 处的信噪比损失了约 5 dB。

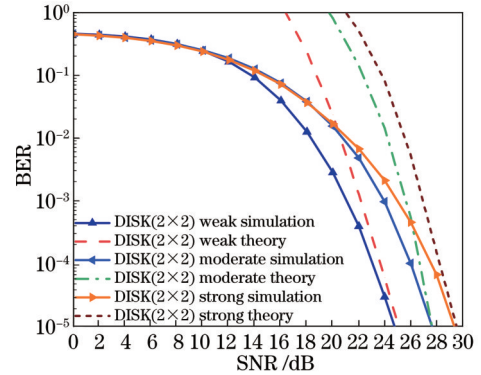


图 2 不同湍流强度下 DISK(2×2) 系统的理论与仿真误码率
Fig. 2 Theoretical and simulated bit error rates of DISK(2×2) system under different turbulence intensities

图 3 为不同湍流强度下接收孔径对所提方案误码率的影响。从图 3(a)可以看出:在弱、中和强湍流条件下,随着接收孔径的增大,DISK(2×2) 系统的误码率均得到了改善,改善量会逐渐减小,例如相较于接收孔径为 $o = 25$ mm 的系统,当强湍流、 $R_{\text{BER}} = 10^{-4}$ 时,接收孔径为 $o = 60$ mm 和 $o = 80$ mm 的系统的信噪比分别改善了约 2 dB 和 2.5 dB;和弱湍流相比,中等和强湍流条件下的改善更加明显,尤其在中等湍流条件下,相较于接收孔径为 $o = 25$ mm 的系统,接收孔径为 $o = 60$ mm 和 $o = 80$ mm 系统在 $R_{\text{BER}} = 10^{-4}$ 时的信噪比分别改善了约 3.8 dB 和 4.8 dB。这就说明,中等湍流时孔径平均效应带来的性能增益更加明显。同样的规律也可从图 3(b)中获得,只是此时由孔径平均效应带来的性能增益不同而已。

图 4 为所提方案与 SISK 系统的误码率。从图 4 可以看出:在强湍流条件下,子载波块长度 L 的增大会带来误码性能的恶化,但在弱湍流的高信噪比下, L 的增大会带来误码性能的改善,所以高阶的 DISK 系统更适用于弱湍流环境,例如当 $R_{\text{BER}} = 10^{-6}$ 时,DISK(4×4) 系统的误码性能相较于 DISK(2×2) 系统改善了约 2.2 dB;所提方案以传输速率的牺牲为代价,在避免信道估计的同时取得了良好的误码性能,例如,DISK(2×2) 系统的误码性能明显优于 SISK(2,1) 系统。DISK(4×4) 系统在强湍流下比 SISK(4,1) 系统性能差,但在弱湍流下,随着信噪比的增加,二者的误码率曲线逐渐重合。

表 3 为所提方案与 SISK 系统的传输速率和频谱效率。由表 3 可见,在子载波总数 N 不变的条件下,SISK 系统的传输速率和频谱效率与参数 L 和 k 有关,DISK 系统的传输速率和频谱效率仅与参数 L 有关。DISK 系统的传输速率和频谱效率低于 SISK 系统。因此,DISK 系统以传输速率的牺牲为代价,在保障误

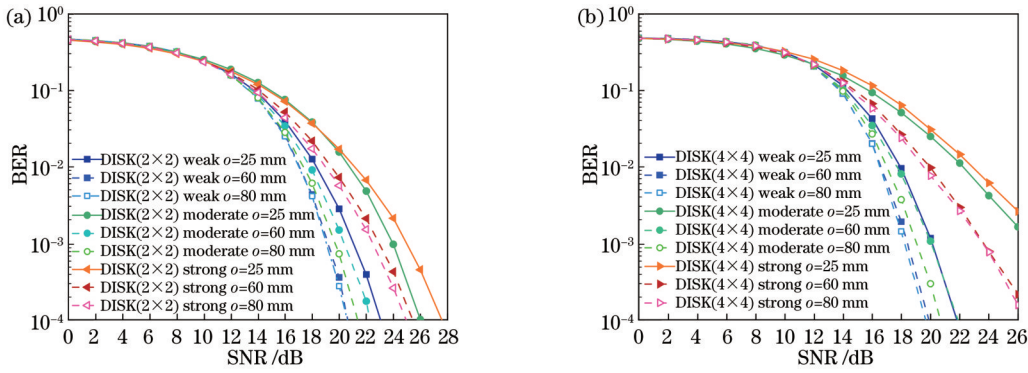


图 3 不同湍流强度下接收孔径对所提方案误码率的影响。(a)DISK(2×2);(b)DISK(4×4)

Fig. 3 Influence of receiving aperture on the bit error rate of the proposed scheme under different turbulence intensities. (a) DISK(2×2); (b) DISK(4×4)

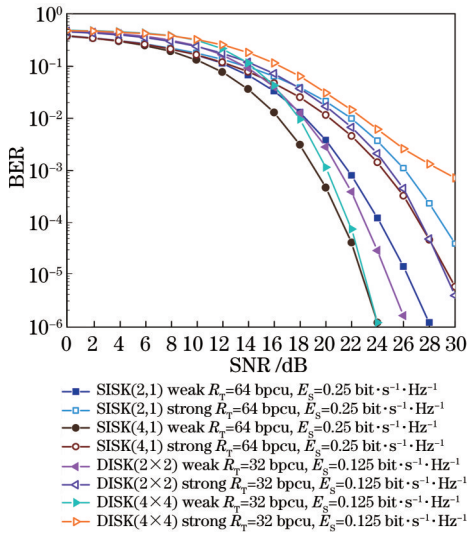


图 4 所提方案与 SISK 系统的误码率

Fig. 4 Bit error rate of the proposed scheme and SISK system

码性能的前提下避免了复杂的信道估计。

表 3 所提方案与 SISK 系统的传输速率和频谱效率

Table 3 Transmission rate and spectral efficiency of the proposed scheme and SISK system

Scheme	Transmission rate / bpcu	Spectral efficiency / (bit·s ⁻¹ ·Hz ⁻¹)
SISK	$N \lfloor \log_2 C_t^k \rfloor / 2L$	$\lfloor \log_2 C_t^k \rfloor / 2L$
DISK	$N \lfloor \log_2(L!) \rfloor / 2L^2$	$\lfloor \log_2(L!) \rfloor / 2L^2$

Note: bpcu is bit per channel use.

5 基于 RBF 的多分类检测器

在 DISK 系统中,一般使用差分最大似然检测算法来完成接收端的译码。但是,该算法需要遍历所有可能的映射矩阵,这就增大了检测算法的计算复杂度;而且其复杂度随着矩阵维度的增大急剧增加。近年来,人工智能技术和机器学习的发展为 MIMO 和

OFDM 等通信系统中的信号识别与检测提供了新思路^[19-22]。机器学习方法通常根据系统中所传信号的有效特征,将传统求解信号间最小欧氏距离的问题转换为基于特征的分类求解模型,同时表现出了近最优检测的性能。鉴于此,本文根据 DISK 系统中传输信号矩阵的特点,通过构造适用于机器学习的接收信号特征向量,并结合机器学习理论提出了一种基于径向基函数神经网络的多分类检测器。

5.1 接收信号特征向量构造方法

目前,有关基于神经网络的索引调制信号检测研究中,要求满足条件:接收信号与对应的特征向量必须是一维的,而且仅对当前时刻的接收信号进行处理。由式(9)可见,DISK 中的信号检测依赖于前后接收信号矩阵间的相关性,即需通过二维信号矩阵变换才能完成信号检测。因此,对 DISK 系统而言,无法对当前时刻的接收信号直接采用 RBF 神经网络方法进行检测。为了解决这一问题,需要首先根据前后接收矩阵得到直接可处理的特征向量。

为了将二维的前后接收信号矩阵转换成一维特征向量,首先对接收信号矩阵进行预处理,并利用处理结果的实部和虚部重构一维特征向量。本文接收信号特征向量的构造方法如下。

1)首先对前一时刻接收信号矩阵 Y_{i-1} 求逆,得到第一个特征矩阵 Y_{i-1}^{-1} ,然后将 Y_{i-1}^{-1} 与当前时刻的接收矩阵 Y_i 相乘,得到第二个特征矩阵 \hat{Y}_i ,过程表示为

$$\hat{Y}_i = Y_{i-1}^{-1} Y_i. \quad (19)$$

2)对特征矩阵 \hat{Y}_i 分别提取实部和虚部,得到实部特征矩阵 $\text{real}(\hat{Y}_i)$ 与虚部特征矩阵 $\text{imag}(\hat{Y}_i)$ 。

3)将 $\text{real}(\hat{Y}_i)$ 与 $\text{imag}(\hat{Y}_i)$ 分别重构为 $L^2 \times 1$ 的实部特征向量 r 与虚部特征向量 i ,再将两向量合并后进行转置,形成一维特征向量 γ ,可表示为

$$\gamma = [r \ i]^T, \quad (20)$$

式中 $(\cdot)^T$ 表示向量转置。

5.2 基于 RBF 的 DISK 信号多分类检测器

RBF 神经网络一般具有三层结构,其特征向量的输入方式为横向串行输入,在隐藏层中以径向基函数为激活函数^[23]。该神经网络具有局部逼近能力强和收敛速度快的特点,而且不易陷入局部极值,尤其对解决线性不可分的分类问题非常有效。因此,本文将 DISK 信号的检测问题转换为特征分类问题,并选择 RBF 神经网络来设计多分类检测器。也就是说,对利用前后信号矩阵重构的一维特征向量采用 RBF 神经网络构造多分类检测器。

对 RBF 神经网络而言,层参数的设计是有效解决特征分类问题的关键。在数据特征给定的情况下,分类结果的好坏往往由各层中神经元数目决定。因此,基于 RBF 的 DISK 信号多分类检测器各层参数的配置为:输入层的输入为接收信号的特征向量 γ ;隐藏层神经元数为接收信号特征向量中元素个数的 2 倍(即 $2L^2$),激活函数为径向基函数;输出层的神经元数与所有可能的接收信号数目相同(即 $2^{\lfloor \log_2(L!) \rfloor}$),激活函数为

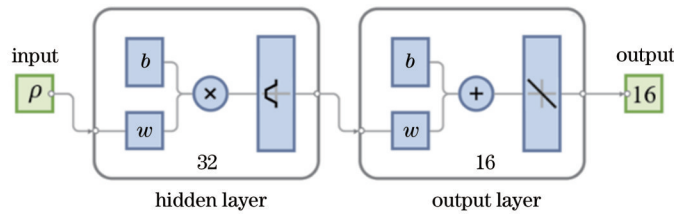


图 5 DISK(4×4)系统的 RBF 多分类检测器结构

Fig. 5 Structure of RBF multiclassification detector for the DISK (4×4) system

5.3 性能分析

对确定的 DISK 系统而言,所提检测器仅需一次离线训练即可进行实时在线检测,因此只需考虑在线检测的计算复杂度。RBF 神经网络的计算复杂度与输入层、隐藏层和输出层的神经元数有关。在前馈计算过程中,一个样本由输入层到隐藏层共需 $4L^4$ 次乘法运算,由隐藏层到输出层共需 $2L^2 2^{\lfloor \log_2(L!) \rfloor}$ 次乘法运算。因此,所提检测器的计算复杂度为

$$C_{\text{RBF}} = 4L^4 + 2L^2 2^{\lfloor \log_2(L!) \rfloor} \quad (21)$$

比较式(18)和式(21),RBF 多分类检测器相对 DML 检测算法的复杂度降低率为

$$\frac{C_{\text{DML}} - C_{\text{RBF}}}{C_{\text{DML}}} = \frac{(2L + 1)2^{\lfloor \log_2(L!) \rfloor} - 2L^2}{2(L + 1)2^{\lfloor \log_2(L!) \rfloor}} \quad (22)$$

为了说明所提检测器的性能,采用仿真方法分析了基于 RBF 的 DISK 信号多分类检测器的性能,结果如图 6 和图 7 所示。图 6 为复杂度降低率与子载波块长度 L 的关系。由图 6 可见,随着 L 的增加,RBF 多分类检测器相比 DML 检测算法的复杂度大幅降低。对 DISK(2×2)与 DISK(4×4)系统而言,相较于 DML 检测算法,所提检测器的计算复杂度分别降低了 16.67% 和 70%。

线性激活函数,输出层的分类标签为接收信号种类序号。因此,对不同 L 的 DISK 系统,RBF 多分类检测器的结构参数仅在隐藏层和输出层的神经元个数上有所不同而已。构建的 DISK(4×4)系统的 RBF 多分类检测器结构如图 5 所示。

RBF 多分类检测器的信号检测过程包含离线训练和在线检测两个阶段。在离线训练阶段,首先需要准备好输入层的训练数据集和输出层的分类标签,然后在给定目标损失与学习率的条件下对 RBF 多分类检测器进行训练,直到损失收敛得到训练好的神经网络模型。鉴于此,本文以 ρ 个接收信号样本的特征向量作为离线训练时的训练数据集,目标损失和学习率分别为 10^{-6} 和 0.01。在线检测阶段主要是为了验证经离线训练所得到的模型是否有效,仅需使用在相同条件下采集的测试数据集进行测试即可。因此,本文以训练好的 RBF 多分类检测器替代 DML 检测算法进行在线检测,旨在得到正确分类后的时频弥散矩阵,进而将其解映射为二进制比特以完成信号检测任务。

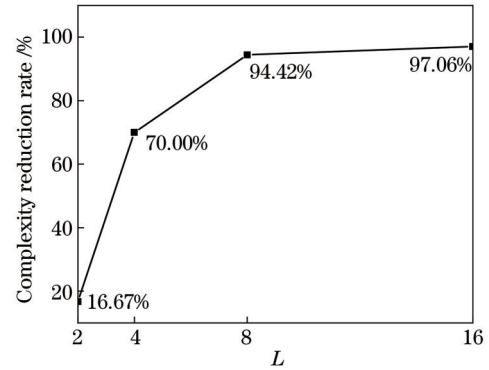


图 6 复杂度降低率与子载波块长度 L 的关系

Fig. 6 Relationship between the complexity reduction rate and subcarrier block length L

图 7 为所提检测器与 DML 检测算法的误码性能。由图 7 可见:对 DISK(2×2)与 DISK(4×4)系统而言,当弱湍流、 $R_{\text{BER}} = 10^{-3}$ 时,虽然所提检测器相较于 DML 检测算法的误码性能分别损失了约 1 dB 和 1.5 dB,但复杂度分别降低了 16.67% 和 70%;采用 RBF 多分类检测器时,系统的误码率受子载波块长度的影响较小,例如,DISK(4×4)系统的误码性能虽优于 DISK(2×2)系统,但二者的误码性能相差不超过 1 dB。

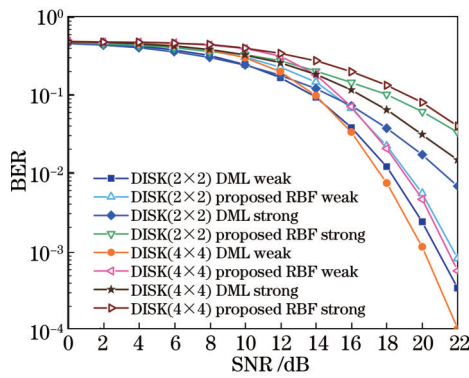


图 7 所提检测器与 DML 检测算法的误码性能对比

Fig. 7 Comparison of error performance between the proposed detector and DML detection algorithm

6 结 论

针对现有光 OFDM 索引调制系统均需已知信道状态信息的问题,利用时频弥散矩阵进行索引,并结合差分运算提出了一种差分索引移位键控直流偏置光 OFDM 系统,从而有效避免了复杂的信道估计。研究表明,所提方案可在完全未知信道状态信息的情况下获得良好的误码性能。同时,针对复杂的 DML 检测算法,依据差分信号的特点,提出了一种接收信号特征向量的构造方法,并结合机器学习理论设计了一种 RBF 多分类检测器。实验结果表明,所提检测器在大幅降低译码复杂度的前提下取得了近 DML 检测算法的性能。虽然所提 DISK 方法获得了良好的误码性能,但是系统的传输速率还不够理想。因此,在未来的研究中,将着重寻找提升系统传输速率的方法和获得更优性能的检测算法,以进一步加速所提方案的推广与应用。

参 考 文 献

- [1] Başar E, Panayırıcı E. Optical OFDM with index modulation for visible light communications[C]//2015 4th International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), September 7-8, 2015, Istanbul, Türkiye. New York: IEEE Press, 2015: 11-15.
- [2] 张琦, 岳殿武. 室内 MIMO ACO-OFDM 可见光通信系统接收机设计[J]. 中国激光, 2020, 47(1): 0106001.
Zhang Q, Yue D W. Design of indoor receiver using multiple-input and multiple-output ACO-OFDM visible light communication system[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(1): 0106001.
- [3] Mao T Q, Jiang R, Bai R W. Optical dual-mode index modulation aided OFDM for visible light communications[J]. Optics Communications, 2017, 391: 37-41.
- [4] Guan R, Xu W, Yang Z H, et al. Enhanced subcarrier-index modulation-based asymmetrically clipped optical OFDM using even subcarriers[J]. Optics Communications, 2017, 402: 600-605.
- [5] 王惠琴, 豆红霞, 曹明华, 等. 大气湍流信道中的广义索引调制非对称限幅光 OFDM[J]. 光学精密工程, 2021, 29(9): 2268-2277.
Wang H Q, Dou H X, Cao M H, et al. Asymmetrically clipped
- optical OFDM with generalized index modulation for atmospheric turbulent channel[J]. Optics and Precision Engineering, 2021, 29(9): 2268-2277.
- [6] Azim A W, le Guennec Y, Chafiq M, et al. LACO-OFDM with index modulation for optical wireless systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(3): 664-667.
- [7] 石佳, 黄爱萍, 陶林伟. 深度学习辅助水下光通信信道估计和信号检测[J]. 中国激光, 2022, 49(17): 1706004.
Shi J, Huang A P, Tao L W. Deep learning assisted underwater optical communication channel estimation and signal detection [J]. Chinese Journal of Lasers, 2022, 49(17): 1706004.
- [8] Bian Y Y, Cheng X, Wen M W, et al. Differential spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(7): 3262-3268.
- [9] Althunibat S, Mesleh R, Basar E. Differential subcarrier index modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(8): 7429-7436.
- [10] Jaiswal A, Bhatnagar M R, Soni P, et al. Differential optical spatial modulation over atmospheric turbulence[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2019, 13(6): 1417-1432.
- [11] Wang H Q, Mao Y C, Zhang Y, et al. Differential optical spatial modulation with pulse position modulation over atmospheric turbulence[J]. Optical Engineering, 2020, 59(9): 096109.
- [12] 王惠琴, 毛一聪, 黄瑞, 等. 高频谱效率的高维差分光空间调制[J]. 光学学报, 2022, 42(1): 0106004.
Wang H Q, Mao Y C, Huang R, et al. High dimensional differential optical spatial modulation with high spectrum efficiency[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(1): 0106004.
- [13] 李炉焦, 陈君, 唐志军, 等. 光无线通信中基于哈特莱变换的翻转 OFDM 技术[J]. 光学学报, 2021, 41(19): 1906002.
Li L J, Chen J, Tang Z J, et al. Flip-OFDM based on Hartley transform for optical wireless communications[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(19): 1906002.
- [14] 赵静, 赵尚弘, 赵卫虎, 等. 大气湍流和指向误差下混合 RF/FSO 航空通信系统性能分析[J]. 中国激光, 2017, 44(9): 0906001.
Zhao J, Zhao S H, Zhao W H, et al. Performance analysis for mixed RF/FSO airborne communication systems over atmospheric turbulence and pointing error[J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(9): 0906001.
- [15] Barrios R, Dios F. Exponentiated Weibull distribution family under aperture averaging for Gaussian beam waves[J]. Optics Express, 2012, 20(12): 13055-13064.
- [16] Behnad A. A novel extension to Craig's Q-function formula and its application in dual-branch EGC performance analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(7): 4117-4125.
- [17] Barrios R A, Dios F. Exponentiated Weibull fading model for free-space optical links with partially coherent beams under aperture averaging[J]. Optical Engineering, 2013, 52(4): 046003.
- [18] Barrios R, Dios F. Exponentiated Weibull model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through atmospheric turbulence[J]. Optics & Laser Technology, 2013, 45: 13-20.
- [19] van Luong T, Ko Y, Vien N A, et al. Deep learning-based detector for OFDM-IM[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(4): 1159-1162.
- [20] Yi X M, Zhong C J. Deep learning for joint channel estimation and signal detection in OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(12): 2780-2784.
- [21] Kim J, Ro H, Park H. Deep learning-based detector for dual mode OFDM with index modulation[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(7): 1562-1566.
- [22] Singh A, Saha S. Machine/deep learning based estimation and detection in OFDM communication systems with various

channel imperfections[J]. *Wireless Networks*, 2022, 28(6): 2637-2650.

Zhou Z H. *Machine learning*[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2016: 97-120.

[23] 周志华. *机器学习*[M]. 北京: 清华大学出版社, 2016: 97-120.

Differential Index Shift Keying DC Bias Optical OFDM in Turbulent Channels

Wang Huiqin^{1*}, Wang Zhen¹, Chen Dan², Cao Minghua¹, Bao Zhongxian¹

¹*School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, Gansu, China;*

²*School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi, China*

Abstract

Objective Optical OFDM index modulation (O-OFDM-IM) is a new multicarrier modulation technique that can achieve remarkable improvements in transmission rate and bit error rate (BER) performance by carrying additional information through the index of subcarriers. Currently, in the field of optical communication, O-OFDM-IM has triggered a research boom for potential improvements in system error performance and spectrum efficiency. However, existing O-OFDM-IM schemes require complex channel estimation at the receiver to obtain channel state information, which not only increases the complexity of the receiver but also brings a large spectrum resource overhead. This study proposes a differential index shift keying DC-bias optical OFDM (DISK-DCO-OFDM) scheme that avoids complex channel estimation while ensuring BER performance. Additionally, a multiclassification detector based on radial basis function (RBF) neural network is suggested to address the high complexity of the receiver.

Methods By considering a single subcarrier block as an example at the transmitter side, an initial transmission matrix that does not carry information is first prepared at the transmitter before the differential operation is performed. Then, the input binary bits are mapped into a time-frequency dispersion matrix that satisfies the difference operation, i. e., the matrix has only one non-zero element in each row and column. For difference operation, the time-frequency dispersion matrix of the current moment is multiplied with the transmission matrix of the previous moment to obtain the true signal matrix of the current moment. Next, the real signal matrix is transmitted by the laser after the Hermitian symmetry and inverse Fourier transform. On the receiver side, the received signal matrix of the previous moment was first inverted and then multiplied with the received signal matrix of the current moment, and the characteristic matrix of the received signal can be obtained. Then, the real and imaginary parts of the feature matrix were used to construct a one-dimensional feature vector, which was used as the input of the RBF neural network. Finally, the trained neural network was used as a multiclassification detector to complete the decoding work at the receiver side. The proposed scheme completely avoids complex channel estimation.

Results and Discussions The DISK-DCO-OFDM system was established in this study and the BER performance of the system was simulated under different turbulence intensity and received aperture conditions. First, we derived an upper bound of the average bit error rate (ABER) of the system and compared the simulated BER with the ABER (Fig. 2). The two curves asymptotically coincided at high signal-to-noise ratios, which demonstrated the accuracy of the derived ABER. Then, we compared the BER performance of the proposed scheme with that of the conventional subcarrier index shift keying DCO-OFDM (SISK-DCO-OFDM) system, and the corresponding results are shown in Fig. 3. The BER performance of the proposed scheme is substantially better than that of the SISK-DCO-OFDM system when the subcarrier block length is 2 under weak turbulence condition. When the subcarrier block length is 4, the BER curves of the proposed scheme and the SISK-DCO-OFDM system coincided at high SNR. Therefore, the proposed scheme guarantees the BER performance while effectively avoiding the channel estimation. The computational complexity reduction rate and BER performance of the proposed multiclassification detector for the receiver side compared with the differential maximum likelihood (DML) detection algorithm are shown in Fig. 6 and Fig. 7, respectively. The computational complexity of the proposed detector is reduced by 16.67% and 70% for subcarrier block lengths of 2 and 4, respectively, compared with the DML. The difference in the BER performance between the two detection algorithms does not exceed 2 dB under weak turbulence.

Conclusions This study proposes a DISK-DCO-OFDM scheme. The main feature of this scheme is the use of a time-frequency dispersion matrix that satisfies the differential process. Simulation results show that the proposed scheme not only effectively avoids the channel estimation process but also guarantees better BER performance than all current optical OFDM index modulation systems in a weak turbulence environment. Meanwhile, the proposed multiclassification detector can considerably reduce the decoding complexity at the receiver side, and the difference in BER performance compared with DML does not exceed 2 dB. In particular, the method of constructing the received signal feature vector provides an effective reference for future decoding using machine learning or deep learning methods at the receiver side for differential-type systems. Therefore, the proposed scheme can provide a reference for the application of optical OFDM index modulation in complex channel environments, and the proposed multiclassification detector can contribute to future research on reducing the decoding complexity at the receiver side.

Key words optical communication; optical OFDM; differential index shift keying; channel status information; machine learning