

IM/DD O-SEFDM 系统生成方法及检测器研究

杨静宇¹, 李梦岩², 吉妍¹, 王旭¹, 谭勇¹, 杨柳^{2**}, 罗风光^{1*}¹华中科技大学光学与电子信息学院, 湖北 武汉 430074;²湖北大学物理与电子科学学院, 湖北 武汉 430062

摘要 通过对光高频谱效率频分复用(O-SEFDM)系统的现有多种生成方式的分析,提出了一种基于修正的普适分数阶傅里叶逆变换(uIFrFT)生成方法。基于参数 P 对称的uIFrFT,可以应用厄米特对称生成实值信号,因此避免了强度调制/直接探测(IM/DD)O-SEFDM中的上变频,实现了系统的简化。在该方案中设计了适配的球面部分检测器(SPD)。仿真结果表明,对于IM/DD O-SEFDM系统,uIFrFT生成方法在灵活性和性能上优于现有生成方法。此外,在4阶正交振幅调制(4QAM)和16QAM传输系统中,SPD相比于传统固定球面检测器(FSD)的误码率(BER)性能得到提升,而且复杂度降低了约51%。

关键词 光通信; 高频谱效率频分复用; 生成方法; 厄米特对称; 强度调制/直接探测

中图分类号 TN913.7

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS202242.1906005

Generation Method and Detector in IM/DD O-SEFDM System

Yang Jingyu¹, Li Mengyan², Ji Yan¹, Wang Xu¹, Tan Yong¹, Yang Liu^{2**}, Luo Fengguang^{1*}¹School of Optical and Electronic Information, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China;²Faculty of Physics and Electronic Science, Hubei University, Wuhan 430062, Hubei, China

Abstract Upon the analysis of the existing generation methods for the optical spectrally efficient frequency-division multiplexing (O-SEFDM) system, a generation method based on the modified universal inverse fractional Fourier transform (uIFrFT) is proposed. On the basis of uIFrFT with P symmetry, Hermitian symmetry can be applied to generate real-valued signals. Therefore, the up-conversion in the intensity modulation/direct detection (IM/DD) O-SEFDM system is avoided, which simplifies the system. Meanwhile, a suitable spherical part detector (SPD) is designed in this scheme. The simulations demonstrate that the generation method based on uIFrFT outperforms the existing generation methods in flexibility and performance for the IM/DD O-SEFDM system. Furthermore, SPD has improved the bit error rate (BER) performance and reduced complexity by about 51% compared to the conventional fixed spherical detector (FSD) in fourth-order quadrature amplitude modulation (4QAM) and 16QAM transmission systems.

Key words optical communications; spectrally efficient frequency-division multiplexing; generation method; Hermitian symmetry; intensity modulation/direct detection

1 引言

随着5G的大规模商用,物联网、云计算等新兴业务快速发展,数据中心流量急剧增加,这对短距光通信系统的带宽容量提出了巨大挑战,而频谱效率的提升是带宽容量提高的方案之一^[1]。超奈奎斯特(FTN)概念在1975年被首次提出,它以超奈奎斯特速率来传输信号以达到提高频谱效率的目的^[2]。目前FTN技术

被广泛应用在无线通信、空间光通信、光纤通信领域^[3-6]。2003年,Rodrigues等^[7]放弃正交频分复用(OFDM)系统载波间的正交性,将FTN概念应用到多载波系统,提出了高频谱效率频分复用(SEFDM)。

强度调制/直接探测(IM/DD)光系统因设备简单、成本较低,成为低成本短距光通信首选方案^[8],因此IM/DD光学频谱效率频分复用(O-SEFDM)系统有很大的应用前景。但是SEFDM的传统生成方式存

收稿日期: 2022-03-01; 修回日期: 2022-03-30; 录用日期: 2022-04-18

基金项目: 国家自然科学基金(61471179,62001181)、湖北大学校基金(202110503000006)

通信作者: *fgluo@hust.edu.cn; **liuyang89@hubu.edu.cn

在缺陷,其中分数阶傅里叶逆变换(IFrFT)^[9]生成方法结构固定,并不能和Hermitian对称结合生成实值信号,这就意味着IM/DD系统需要射频(RF)上变频,最终导致系统复杂度和成本的增加,并且信号与光载波之间需要额外的保护带宽。另一种离散傅里叶逆变换(IDFT)^[10]生成方法虽然可以通过改变插零位置结合Hermitian对称生成实值信号,但其子载波数 N 与压缩因子 α 之比必须为整数而且需要大量补零。针对以上问题,人们提出了多种修改方案。文献[11]和文献[12]分别采用分数阶哈特利变换(FrHT)和分数阶余弦变换(FrCT)在SEFDM系统中生成实值信号,但这两种方法仅能支持脉冲幅度调制(PAM)而不能直接应用更先进的复数调制方法,因此适用的调制格式单一。2020年,Hu等^[13]提出了一种修饰的分数阶离散傅里叶逆变换(ImFrDFT)生成方法,可以结合Hermitian对称生成实值信号,并避免了对压缩因子的限制,但是这种方法设计复杂且生成结构固定,不能灵活生成频谱。

针对现有生成方法的不足之处,本文提出了普通的分数阶傅里叶逆变换(uIFrFT)生成方法。通过对称设置uIFrFT的参数,它可以结合Hermitian对称数据生成实值信号,并优于现有生成方法。此外,为了提高该系统性能,改进了传统的固定球面检测器(FSD)^[14]并设计了适配的低复杂度球面部分检测器(SPD)。对于4阶正交振幅调制(4QAM)和16QAM格式,仿真结果表明,uIFrFT有更好的误码率(BER)性能,并且SPD算法更加适合基于uIFrFT生成实值信号的IM/DD O-SEFDM系统。

2 基本原理

2.1 SEFDM原理

SEFDM是一种非正交多载波调制系统^[7],通常可表示为

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{v=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{v,n} \exp\left(\frac{j2\pi\alpha nt}{T}\right), \quad (1)$$

式中: $x(t)$ 为SEFDM在 t 时刻的输出信号; $a_{v,n}$ 为调制到 v 个符号的第 n 个子载波上的数据符号; N 为子载波数; α 为压缩因子; T 为符号周期。用矩阵表示信号生成过程,其中, F 为信号生成结构矩阵, A 为数据符号矩阵,则调制后的信号 X 可以表示为

$$X = FA. \quad (2)$$

在接收端的接收信号为 R ,信道为 H ,高斯白噪声

为 W ,则接收信号可以表示为

$$R = HX + W. \quad (3)$$

2.2 基于uIFrFT的SEFDM

针对现有生成方法的缺陷,本节提出了基于修正的uIFrFT。令式(1)子载波间隔为 Δf 即 α/T ,有 $\alpha = T\Delta f$ 。当周期增加为 $T_0 = T/\alpha$,此时子载波间隔不变,即 $\Delta f_0 = \Delta f$,数量扩展为 N/α ,占满整个带宽,SEFDM转变为OFDM,可表示为

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T_0}} \sum_{v=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N/\alpha-1} a_{v,n} \exp(j2\pi\Delta f_0 nt). \quad (4)$$

将式(4)中的时间 t 离散化,令 $t = kT_0/(N/\alpha)$,同时为了描述方便,这里只考虑一个OFDM符号,则

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N/\alpha}} \sum_{n=0}^{N/\alpha-1} a_n \exp\left(j2\pi\Delta f_0 n \frac{kT_0}{N/\alpha}\right), \quad (5)$$

式中: x_k 为第 k 个输出, $k=0,1,\dots,N/\alpha-1$; a_n 为调制到第 n 个子载波上的数据符号。通过式(5)设计普通的SEFDM生成方式,为了生成的SEFDM信号频谱形式可灵活改变以及方便适用于Hermitian对称产生实值信号,设置载波择取基准即以此位置为参考选取 Δf_0 为间隔的子载波来加载数据。当载波择取基准为 PB/N (其中 B 为系统总带宽, P 为基准参数)时,设计后的SEFDM信号表示为

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp\left\{j2\pi\left[\frac{PB}{N} + (n-P)\Delta f_0\right] \frac{kT_0}{N/\alpha}\right\}, \quad (6)$$

式中: $k=0,1,\dots,N-1$ 。由于只有 N 个子载波被择取来加载数据,因此实现了压缩因子为 α 的频谱压缩。在式(5)中子载波间隔可以用 $\Delta f_0 = B/(N/\alpha)$ 表示,代入式(6)得到

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp\left\{j2\pi\left[\frac{P}{\alpha}\Delta f_0 + (n-P)\Delta f_0\right] \frac{kT_0}{N/\alpha}\right\}. \quad (7)$$

将 $\Delta f_0 = 1/T_0$ 代入,通过数学变换化简后得

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp\left\{\frac{j2\pi k [P + (n-P)\alpha]}{N}\right\}, \quad (8)$$

$$P \in \mathbb{Z} | 0 \leq P \leq N.$$

式(8)即本文所提出的uIFrFT生成方法,该方法不限制 α 与调制格式,而且不需要大量补零,生成方式用矩阵表示为

$$F_u = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ w_u^{(P-P\alpha)} & w_u^{[P+(1-P)\alpha]} & \dots & w_u^{[P+(N-1-P)\alpha]} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ w_u^{(N-1)(P-P\alpha)} & w_u^{(N-1)[P+(1-P)\alpha]} & \dots & w_u^{(N-1)[P+(N-1-P)\alpha]} \end{bmatrix}, \quad w_u = \exp(j2\pi/N). \quad (9)$$

通过在不同 n 范围时改变其中 P 值即可令SEFDM信号的凹陷位置灵活改变,生成不同形式的

频谱。当 $P=0$ 时,择取基准位置为0即DC,此时,uIFrFT退化为IFrFT矩阵。当前 $N/2$ 个子载波和后

$N/2$ 个子载波的 P 关于 $N/2$ 对称时, 所生成的 SEFDM 信号可以基于 Hermitian 对称进行实值传输。图 1 为生成的一些频谱形式: $P=N$ 时生成频谱 1 的形式; $P=N/2$ 时生成频谱 2 的形式; $n \leq N/2 - 1, P=0$ 且

$n > N/2 - 1, P=N$ 时生成频谱 3 的形式; $n \leq N/2 - 1, P=N/4$ 且 $n > N/2 - 1, P=3N/4$ 时生成频谱 4 的形式。在这些频谱中, 频谱 2~4 的形式是关于 DC 对称的, 因此可以应用 Hermitian 对称获得实值信号。

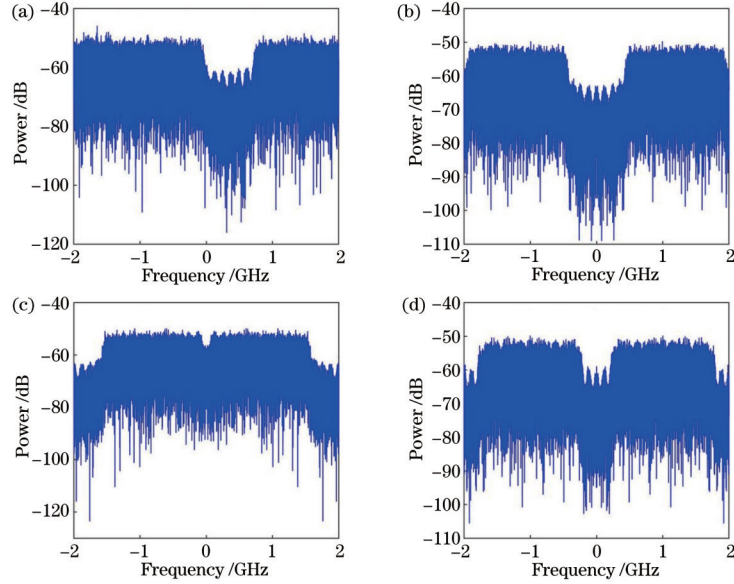


图 1 通过 uIFrFT 生成方式所生成的频谱形式。(a) 频谱 1; (b) 频谱 2; (c) 频谱 3; (d) 频谱 4

Fig. 1 Spectral forms generated by uIFrFT generation method. (a) Spectrum 1; (b) spectrum 2; (c) spectrum 3; (d) spectrum 4

2.3 SPD 算法

第 2.2 节中提出了 uIFrFT 生成方法, 但是由于光发射机应用 uIFrFT 产生实值信号时, 其中发送的 QAM 符号只加载到了一半的子载波上, 而另一半为其共轭序列, 因此只需要检测一半子载波上的数据符号。然而载波间干扰的存在使得子载波上的数据受到来自除去此子载波的所有其他子载波上数据的干扰, 这就导致传统的 FSD 算法在解调时需要所有子载波上数据参与其中, 最终获得含共轭序列的所有估计值, 这样不仅会大大增加检测器的复杂度, 也会使检测器的精度有所下降。因此, 本节改进了 FSD 算法, 设计了一种适用于发射机采用 uIFrFT 生成实值信号的 IM/DD O-SEFDM 系统的低复杂度检测算法。

应用 uIFrFT 产生实值信号, 接收端信号经过时域均衡并被 uIFrFT 的共轭矩阵 $F_u^{(H)}$ 解调:

$$R_{de} = F_u^{(H)} R, \quad (10)$$

式中: R_{de} 为解调后的信号。

利用前置 (PRE) 算法处理解调后的 R_{de} 信号, PRE 算法根据不同调制阶数分别为 ID^[15] 或 CBID^[16] 算法, 经过前置算法估计后的信号为

$$\bar{S}_{PRE} = [\bar{s}_0, \bar{s}_1, \bar{s}_2, \dots, \bar{s}_{N-1}]^T, \quad (11)$$

式中: $\bar{s}_0, \bar{s}_1, \bar{s}_2, \dots, \bar{s}_{N-1}$ 为经前置算法后每个子载波上的估计信号。

经过前置算法后的非限制性估计信号为

$$\hat{S} = R_{de} + (I - C) \bar{S}_{PRE}, \quad (12)$$

式中: $C = F_u^{(H)} F_u$ 为载波间干扰 (ICI)。为了使得只有目标子载波上含非限制性估计数据, 将接收信号减去

共轭序列非限制性估计信号的干扰, 得到预处理接收序列 R_m 为

$$\begin{cases} R_m = R - C \hat{P}_m \\ \hat{P}_m = [0, \dots, 0, \hat{s}_{N/2}, \dots, \hat{s}_{N-1}]^T, \end{cases} \quad (13)$$

式中: \hat{P}_m 为从非限制估计 \hat{S} 中截取的信号; $\hat{s}_{N/2}, \dots, \hat{s}_{N-1}$ 为共轭序列子载波上的非限制性估计信号。利用 R_m 获得输入到 FSD 模块中的球面半径 g 为

$$\begin{cases} g = \|R_m - C \bar{P}_{PRE}\|^2 \\ \bar{P}_{PRE} = [\bar{s}_0, \bar{s}_1, \dots, \bar{s}_{N/2-1}, 0, \dots, 0]^T, \end{cases} \quad (14)$$

式中: \bar{P}_{PRE} 为从 \bar{S}_{PRE} 中截取的信号。经过上述预处理, 并用 $C = QL$ 获得上三角矩阵 L (其中, Q 为生成的酉矩阵), 新的 PRE-FSD 算法可以表示为

$$\begin{cases} \tilde{S}_{PRE-FSD} = \arg \min_{S \in \Omega^{(M)}} \|L(\hat{S}_m - S)\|^2 \leq g \\ \hat{S}_m = [\hat{s}_0, \hat{s}_1, \dots, \hat{s}_{N/2-1}, 0, \dots, 0]^T \end{cases}, \quad (15)$$

式中: S 为估计向量; \hat{S}_m 为对于 R_m 的非限制性估计结果, 预处理使得在非限制性估计中共轭部分所在子载波上近似为零, \hat{S}_m 可表示为 \hat{S} 的前半段截取信号; $\Omega^{(M)}$ 为 M -QAM 映射所有可能符号的集合。由于 \hat{S}_m 的后一半数据为零, 因此可以对式 (15) 进行简化, 令

$$L_m = \begin{bmatrix} l_{0,0} & l_{0,1} & \dots & l_{0,N/2-1} \\ 0 & l_{1,1} & \dots & l_{1,N/2-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & l_{N/2-1,N/2-1} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

式中: L_m 为 L 的子矩阵, 则式 (15) 化简为

$$\begin{cases} \hat{S}_{\text{PRE-SPD}} = \arg \min_{\hat{S}_{\text{mT}} \in \mathcal{O}^{(M)}} \|L_{\text{m}}(\hat{S}_{\text{mT}} - S_{\text{T}})\|^2 \leq g \\ \hat{S}_{\text{mT}} = [\hat{s}_0, \hat{s}_1, \dots, \hat{s}_{N/2-1}]^T \end{cases}, \quad (17)$$

式中： S_{T} 为估计向量。式(17)即PRE-SPD算法，整体结构见图2，ROM为内部存储器，可以发现化简使得只在目标数据子载波上进行了球面估计，因此计算量大大降低。图2中QR为正交三角分解。

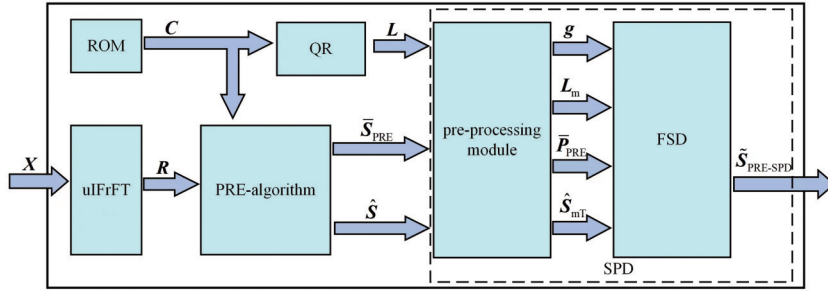


图 2 PRE-SPD算法框图

Fig. 2 Block diagram of PRE-SPD algorithm

依据文献[14], FSD 搜索过程可以用树形图表示, 因此它的复杂度可以被定义为从根到叶所遍历的所有节点数:

$$Q = \sum_{z=1}^b M^z + \sum_{z=b+1}^N T_w M, \quad (18)$$

式中： z 为树的层数； M 为调制阶数。式(18)等号右边第一部分为树形图全遍历部分，第二部分为从第 $b+1$ 层开始树宽为 T_w 的部分遍历。32 个子载波的 4QAM SEFDM 系统的 M 为 4, 当 $b=1, T_w=4$ 时, FSD 需要检测 32 层, 即 N 为 32, 复杂度为 500; 对于简化后的 SPD, 预处理后少了共轭部分序列的估计, 因此 SPD 仅需要检测 16 层, 复杂度为 244, 相对于 FSD 的复杂度减少了 51.2%。对于 32 个子载波的 16QAM SEFDM 系统, M 为 16, 当 $b=1, T_w$ 为 8 时: 对于 FSD, N 为 32, 故复杂度为 3984; 对于 SPD, 经过预处理后, N 为 16, 复杂度为 1936, 相对于 FSD 的复杂度降低了 51.4%。综上所述, 在 4QAM 和 16QAM 光传输系统中, SPD 算法复杂度相对于 FSD 算法降低了近 51.0%。

3 仿真和分析

图 3 为基于 MATLAB 和 VPI TransmissionMaker

9.9 搭建的 IM/DD O-SEFDM 仿真平台, SEFDM 的发送和接收端基于 MATLAB 搭建, 而系统光路以及光电转换部分基于 VPI 搭建。仿真系统的比特速率设置为 10 Gbit/s, 在发射端, 伪随机序列被映射为 4QAM (16QAM) 符号, 然后经过串并转换、Hermitian 对称后采用 uIFrFT 或 ImFrDFT 方法调制, 调制后的信号被添加循环前缀并转换为串行信号。发送数据前, 串行 SEFDM 时域信号被添加了 20 个 SEFDM 符号用于信道估计。采样速率为 40 GSa/s, 在光路中, 激光器线宽为 100 kHz, SEFDM 信号通过马赫-曾德尔调制器 (MZM) 加载到光载波上, 光纤链路为标准单模光纤, 掺铒光纤放大器 (EDFA) 用于补偿光链路的损耗, 光信噪比设置模块和可调光衰减器 (VOA) 用于光信号中噪声的控制。在接收端, 光信号经光电探测器 (PD) 后首先经过信道估计与均衡, 由于 SEFDM 信号直接加载到光载波上且两者之间没有保护间隔, 这导致信号存在拍频串扰^[17], 频域估计效果较差, 因此采用 6 抽头递归最小二乘 (RLS) 时域信道均衡^[18]。被均衡后的信号经串并转换变为并行数据流, 然后去除循环前缀, 经过 uIFrFT 或 mFrDFT 进行解调后, 利用 SEFDM 检测器进行 ICI 消除, 解映射后计算 BER。图 3 中光谱为经过 MZM 后的光信号频谱图, 其为频谱 3 的形式。

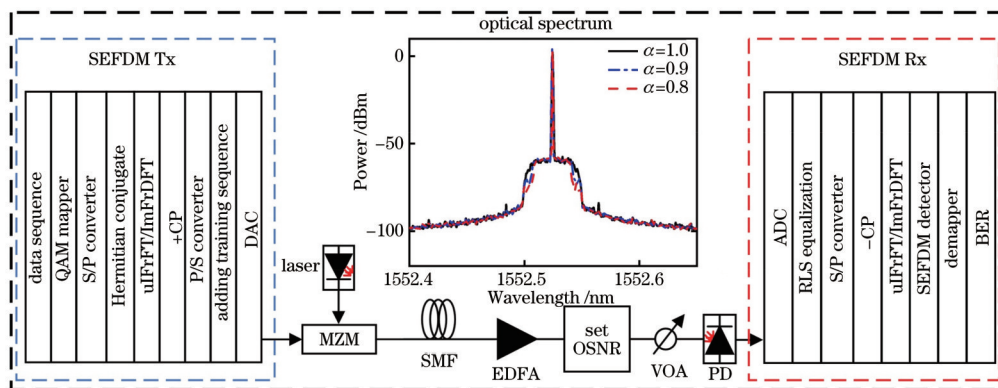


图 3 IM/DD O-SEFDM 的仿真图

Fig. 3 Simulation diagram of IM/DD O-SEFDM

由图 3 可知,在该系统中,SEFDM 信号直接加载到了光载波上,由此避免了上变频,简化了系统。此外,当压缩因子变小时,信号基带带宽减小,该信号适用于带宽受限系统^[19]。图 3 中 SMF 代表单模光纤,OSNR 代表光学信噪比,Tx 和 Rx 分别代表发送端和接收端,ADC 代表模数转换,S/P 代表串并转换。

表 1 为本文针对 IM/DD O-SEFDM 系统所提出的 uIFrFT 生成方法与其他生成方法的对比,可以看到本文所提出的生成方法相对于其他生成方法有最好的灵活性和普适性。图 4 进一步对比了 uIFrFT 生成的

频谱 3 的形式和 ImFrDFT 生成频谱的性能,其中 SEFDM 检测算法为 ID 算法,N 分别为 32 和 64,光纤链路为 B2B 模式。从图 4(a)中可以看到:当压缩因子为 0.75 时,基于 uIFrFT 已经达到了 HD-FEC 限,而基于 ImFrDFT 的系统要到压缩因子为 0.80 时才能达到 HD-FEC 限,这表明基于 uIFrFT 方法产生的 SEFDM 信号的性能明显优于基于 ImFrDFT 的方法。在图 4 (b)中,同样基于 uIFrFT 的生成方法比基于 ImFrDFT 的生成方法在更小的压缩因子下达到了 HD-FEC 限,uIFrFT 方法性能更优。

表 1 生成实值信号时不同生成方法的对比

Table 1 Comparison of different generation methods when generating real-valued signal

Generation method	Up-conversion	Constraint on formats	Constraint on α	Constraint on flexibility
IFrFT ^[9]	Yes	No	No	Yes
IDFT ^[10]	No	No	Yes	No
FrHT ^[11]	No	Yes	No	Yes
FrCT ^[12]	No	Yes	No	Yes
ImFrDFT ^[13]	No	No	No	Yes
uIFrFT	No	No	No	No

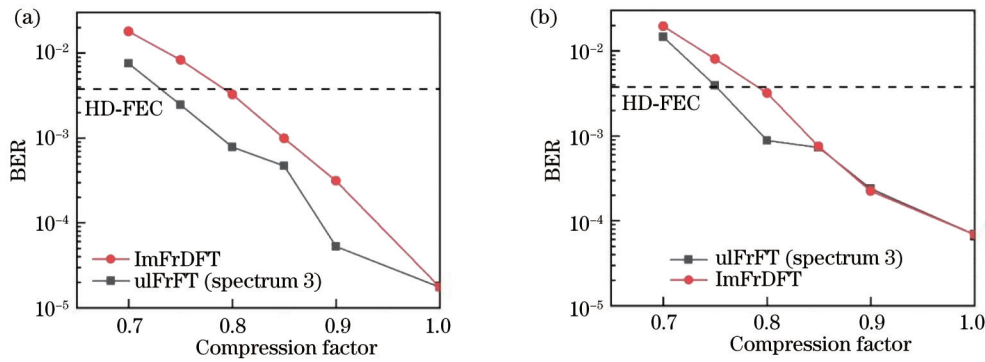


图 4 B2B 时 4QAM 映射下 uIFrFT 和 ImFrDFT 的性能对比。(a) 32 子载波(OSNR 为 14 dB);(b) 64 子载波(OSNR 为 15 dB)
Fig. 4 Performance comparison of uIFrFT and ImFrDFT under 4QAM mapping for B2B. (a) 32 subcarriers (OSNR is 14 dB); (b) 64 subcarriers (OSNR is 15 dB)

图 5 为在 16QAM 映射下 uIFrFT 与 ImFrDFT 生成频谱的性能对比,光纤链路为 20 km SMF,压缩因子为 0.9,子载波数为 32,SEFDM 检测算法为更适合高阶调制的 CBID^[16]算法。从图 5 中可以看出:在 HD-FEC 限,基于 ImFrDFT 生成的信号相对于基于 uIFrFT 生成的频谱 3 形式的信号 OSNR 惩罚为 4.15 dB,因此 16QAM 时基于 uIFrFT 生成的信号性能相对更好。

为了测试 SPD 算法在应用 uIFrFT 产生实值信号时的性能,首先考虑 4QAM 格式,将 SEFDM 检测器分别设置为 ID-FSD 和 ID-SPD,树宽为 4,如图 6 所示。当 BER 为 HD-FEC 时:在图 6(a)中,压缩因子为 0.75,ID-FSD 算法相对于 ID-SPD 算法对应于频谱 2、3、4 形式的 OSNR 惩罚分别为 1.62 dB、0.90 dB、1.07 dB;而在图 6(b)中,压缩因子为 0.80,ID-FSD 算法相对于 ID-SPD 算法对应于频谱 2、3、4 形式的 OSNR 惩罚分别为 0.20 dB、0.11 dB、0.12 dB。由此

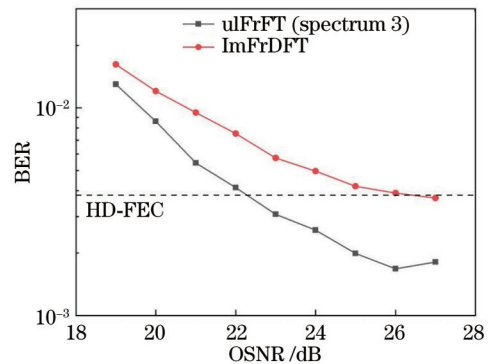


图 5 20 km SMF 传输时,16QAM 映射下 uIFrFT 和 ImFrDFT 性能对比
Fig. 5 Performance comparison of uIFrFT and ImFrDFT under 16QAM mapping during 20 km SMF transmission

可见,SPD 算法摒弃了对于共轭部分数据的估计,其性能相对于 FSD 算法实现了提升。当压缩因子较小

时,性能提升较大。在压缩因子较大时,性能提升虽然不大,但是由式(18)可知,此时复杂度降低 51.2%,说明 SPD 算法相对于 FSD 算法更加适配 uIFrFT。从不同频谱形式的性能来看,频谱 4 的形式的性能相对最

好,这是因为:相对于频谱 2 的形式,它在边缘的凹陷频谱相当于保护间隔;而相对于频谱 3 的形式,它的低频数据子载波与 DC 的间隔更大一些,因此减少了受到 SEFDM 子载波互拍产生的拍频串扰的影响。

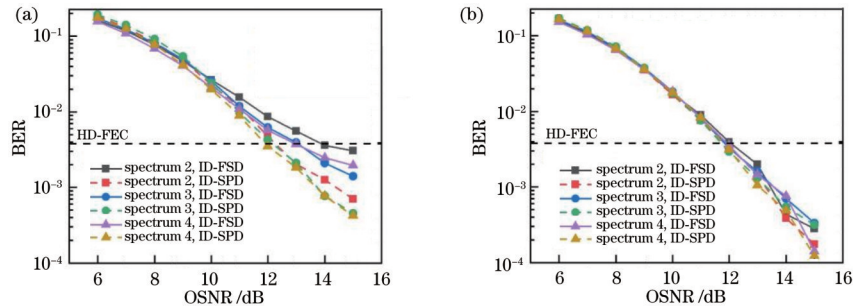


图 6 20 km SMF 传输时,4QAM 映射下基于 uIFrFT 生成的不同频谱形式并采用 ID-FSD 和 ID-SPD 时的性能对比 ($N=32$)。

(a) $\alpha=0.75$; (b) $\alpha=0.80$

Fig. 6 Performance comparison of ID-FSD and ID-SPD for different spectrum forms generated based on uIFrFT under 4QAM mapping for 20 km SMF transmission ($N=32$). (a) $\alpha=0.75$; (b) $\alpha=0.80$

16QAM 时的 SEFDM 系统性能如图 7 所示,此时 SPD 与 FSD 的树宽都为 8。由图 7 可知,频谱 4 的形式性能最好,在 OSNR 为 21.63 dB 时就达到 HD-FEC 限。基于 uIFrFT 生成的三种形式的频谱中,应用 CBID-SPD 都明显比应用 CBID-FSD 时有更好的性能,这表明了 16QAM 时 SPD 的优越性。

生成方法和 SEFDM 检测方案有利于短距离传输的 IM/DD O-SEFDM 系统的性能提升。

参 考 文 献

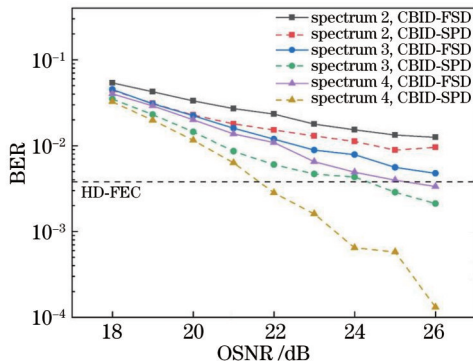


图 7 20 km SMF 传输后,16QAM 映射下的 SEFDM 性能 ($N=32, \alpha=0.85$)

Fig. 7 SEFDM performance under 16QAM mapping for 20 km SMF transmission ($N=32, \alpha=0.85$)

4 结 论

提出了一种适用 IM/DD O-SEFDM 系统的普适性生成方法,它可以结合 Hermitian 对称生成实值信号,避免了射频上变频,简化了系统并降低了成本,同时提出了适用于此系统的 SPD 检测算法。仿真结果表明,uIFrFT 方法除了具有普适性外,也具备较好的性能。在基于 uIFrFT 的 IM/DD O-SEFDM 系统中,所提出的 SPD 算法在复杂度和 BER 性能上均优于传统 FSD 检测算法,并且在所设计的几种频谱形式中,频谱压缩使得中间和边缘位置产生具有保护作用的凹陷,频谱 4 形式下 SEFDM 信号性能最优。所提出的

- [1] Vassiliev O. Enabling technologies for fiber nonlinearity mitigation in high capacity transmission systems[C]// 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), March 11-15, 2018, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018.
- [2] Mazo J E. Faster-than-Nyquist signaling[J]. Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1451-1462.
- [3] Fan J C, Guo S J, Zhou X W, et al. Faster-than-Nyquist signaling: an overview[J]. IEEE Access, 2017, 5: 1925-1940.
- [4] 曹明华, 康中将, 武鑫, 等. 指数威布尔信道下 FTN-OWC 系统的信道容量分析[J]. 光学学报, 2020, 40(15): 1506004.
Cao M H, Kang Z J, Wu X, et al. Channel capacity analysis of FTN-OWC system under exponentiated Weibull channel[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(15): 1506004.
- [5] An S H, Li J C, Li X F, et al. FTN SSB 16-QAM signal transmission and direct detection based on Tomlinson-Harashima precoding with computed coefficients[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(7): 2059-2066.
- [6] 曹明华, 张伟, 张悦, 等. 4PAM-FTN 大气光传输系统在弱湍流信道中的误码性能[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(23): 230605.
Cao M H, Zhang W, Zhang Y, et al. BER performance of 4PAM-FTN atmospheric optical communication system in a weak turbulent channel[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(23): 230605.
- [7] Rodrigues M, Darwazeh I. A spectrally efficient frequency division multiplexing based communication system[C]//Proceedings of the 8th International OFDM-Workshop (InOWo'03), September 24-25, 2003,

- Hamburg, Germany. Hamburg: TUHH, 2003: 70-74.
- [8] 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.
- [9] Bailey D H, Swartztrauber P N. The fractional Fourier transform and applications[J]. *SIAM Review*, 1991, 33(3): 389-404.
- [10] Isam S, Darwazeh I. Simple DSP-IDFT techniques for generating spectrally efficient FDM signals[C]//2010 7th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP 2010), July 21-23, 2010, Newcastle Upon Tyne, UK. New York: IEEE Press, 2010: 20-24.
- [11] Zhou J, Qiao Y J, Yang Z Y, et al. Faster-than-Nyquist non-orthogonal frequency-division multiplexing based on fractional Hartley transform[J]. *Optics Letters*, 2016, 41(19): 4488-4491.
- [12] Zhou J, Qiao Y J, Yang Z Y, et al. Capacity limit for faster-than-Nyquist non-orthogonal frequency-division multiplexing signaling[J]. *Scientific Reports*, 2017, 7: 3380.
- [13] Hu Z Y, Chan C K. A novel baseband faster-than-Nyquist non-orthogonal FDM IM/DD system with block segmented soft-decision decoder[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(3): 632-641.
- [14] Isam S, Darwazeh I. Design and performance assessment of fixed complexity spectrally efficient FDM receivers [C]//2011 IEEE 73rd Vehicular Technology Conference, May 15-18, 2011, Budapest, Hungary. New York: IEEE Press, 2011.
- [15] Xu T Y, Grammenos R C, Marvasti F, et al. An improved fixed sphere decoder employing soft decision for the detection of non-orthogonal signals[J]. *IEEE Communications Letters*, 2013, 17(10): 1964-1967.
- [16] Huang J, Sui Q, Li Z H, et al. Experimental demonstration of 16-QAM DD-SEFDM with cascaded BPSK iterative detection[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2016, 8(3): 15968689.
- [17] 高翔, 蔡沉成, 许渤, 等. 直接探测系统中两种单边带光信号调制与恢复方法的研究[J]. 光学学报, 2019, 39(9): 0906001.
- Gao X, Cai Y C, Xu B, et al. Two approaches of single-side band optical signal modulation and reconstruction in direct detection system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(9): 0906001.
- [18] Li Z B, Li F, Qi S, et al. Beyond 100 Gb/s SEFDM signal IM/DD transmission utilizing TDE with 20% bandwidth compression[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(11): 2017-2021.
- [19] Guo M Q, Qiao Y J, Zhou J, et al. ICI cancellation based on MIMO decoding for FTN non-orthogonal FDM systems[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(3): 1045-1055.