

# O-OFDM 系统中基于采样点位置 分组优化的 PTS 算法

季 策, 马福永, 张 超

(东北大学 计算机科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110169)

**摘 要:** 针对光正交频分复用(OFDM)系统峰均功率比(PAPR)过高的问题,提出了基于采样点位置分组优化的部分传输序列(SG-PTS)算法.将采样位置按交织分割的方式进行分组,分别对不同位置上的数据单独优化,削弱了不同位置的备选采样点数据使用相同的相位因子序列的限制,有效改善了光正交频分复用系统的峰均功率比性能.仿真结果表明,所提出的算法相比于传统部分传输序列算法,在计算复杂度和误码率性能基本相同的情况下,峰均功率比性能随着采样点位置分组数的增加而改善明显.当子载波数  $N=256$ ,相位因子数  $W=2$ ,子块数  $M=4$  和  $M=8$ ,采样点位置分为 2 组时,峰均功率比性能分别提升 0.1 dB 和 0.2 dB 左右;采样点位置分为 4 组时,峰均功率比性能可分别改善 0.4 dB 和 0.7 dB 左右.

**关 键 词:** 光正交频分复用系统;峰值功率比;部分传输序列;采样点位置;分组优化

中图分类号: TP 919.3

文献标志码: A

文章编号: 1005-3026(2020)07-0927-06

## PTS Algorithm Based on Sampling Point Position Grouping Optimization in O-OFDM Systems

Ji Ce, MA Fu-yong, ZHANG Chao

(School of Computer Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang 110169, China. Corresponding author: MA Fu-yong, E-mail: neumfy826@163.com)

**Abstract:** Aiming at the problem of high peak-to-average power ratio (PAPR) in optical orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems, a partial transmission sequence (PTS) based on the optimization of sampling point position grouping (SG-PTS) algorithm was proposed. The sampling position was divided by interleaved segmentation, and the data on different positions were optimized separately, which weakened the limitation of using the same phase factor sequence for alternative sampling point data in different positions. The PAPR performance of optical OFDM system was improved effectively. The simulation results showed that compared with the traditional PTS algorithm, the PAPR performance of the proposed algorithm is significantly improved with the increase of the number of sampling points grouped with the same computational complexity and bit error rate performance. When the number of sub-carrier is  $N=256$ , the number of phase factor is  $W=2$ , the numbers of sub-blocks are  $M=4$  and  $M=8$ , and the sampling points positions are divided into two groups, the PAPR performance is improved by 0.1 dB and 0.2 dB, respectively. When the sampling points positions are divided into four groups, the PAPR performance can be improved by 0.4 dB and 0.7 dB, respectively.

**Key words:** optical orthogonal frequency division multiplexing system; peak-to-average power ratio(PAPR); partial transmission sequence(PTS); sampling point position; grouping optimization

光正交频分复用(orthogonal frequency  
division multiplexing, OFDM)系统是将 OFDM 技

术引入光纤传输系统.在高速率、长距离、大容量的  
现代光纤传输中,其固有的色散问题越来越不

能低估. 传输速率的不断提升,使得传统的光纤分段补偿已很难实现对色散的补偿,而 OFDM 信号在频域的复数运算可以使光纤色散得到补偿,有效地削弱光纤传输中的偏振膜色散和色度色散等. 然而由于 OFDM 技术的引入,其峰均功率比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 过高的问题就不得不考虑,OFDM 信号在通过光放大器、光调制器等非线性器件时容易进入其非线性区,导致 OFDM 信号发生畸变,从而影响系统的误码率性能. 如果通过增大非线性器件的线性范围来解决 PAPR 过高的问题,其实现成本和难度都非常大. 因此,研究如何抑制光 OFDM 系统中高 PAPR 的技术尤为重要<sup>[1]</sup>.

目前解决 PAPR 过高问题的研究主要分为两大类:一类是预畸变类,包括迭代限幅滤波<sup>[2]</sup>、加窗峰值抵消法;另一类是非畸变类,包括预留子载波<sup>[3-4]</sup>、选择性映射 (selective mapping, SLM)<sup>[5-6]</sup> 和部分传输序列 (partial transmission sequence, PTS)<sup>[7-15]</sup> 等. 其中 PTS 和 SLM 算法因其未引入信号失真和额外噪声,使其成为非畸变类技术的主要研究方向.

在传统的光 OFDM - PTS 算法中,没有考虑不同位置的子块采样点数据具有差异性,而是使用相同的相位因子序列来计算备选采样点数据,无疑这样会导致不同位置的备选采样点数据的值不是最低的,进而会影响到系统 PAPR 的性能. 鉴于以上分析,本文提出了基于采样点位置分组优化的 PTS (SG - PTS) 算法. 通过对采样位置进行分组,改变了传统 PTS 算法中任一子块不同采样点数据使用相同相位因子的情况,以达到降低系统 PAPR 的目的. 为了分析方便,本文对采样位置分为 2 组的情况进行详细分析,对采样位置分为 2 组和 4 组的数据均做了仿真. 仿真结果表明,该算法与传统 PTS 算法相比,在保证计算复杂度与误码率的同时, PAPR 性能得到一定程度的改善和提升.

## 1 O - OFDM 系统及峰均功率比

在 O - OFDM 系统中,原始 OFDM 信号序列  $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{LN-1}]$ . 其中,  $X_k$  ( $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ) 为经过调制的输入符号,  $X_k$  ( $k = N, N + 1, \dots, LN - 1$ ) 为  $L$  倍过采样补的零. 频域序列  $\mathbf{X}$  通过 IFFT 变换得到 OFDM 时域序列  $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{LN-1}]$ , 表达式如下:

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{LN}} \sum_{k=0}^{LN-1} X_k e^{j2\pi kn/(LN)}, 0 \leq n \leq LN - 1. \quad (1)$$

其中,  $L$  为过采样因子.

峰均功率比是 OFDM 信号的峰值功率与平均功率的比值,即 PAPR. 峰均功率比的一般表达式为<sup>[10]</sup>

$$\text{PAPR}(\text{dB}) = 10 \lg \frac{\max \{|x_n|^2\}}{E\{|x_n|^2\}}. \quad (2)$$

一般情况下是通过计算 PAPR 超过某一阈值  $z$  的概率衡量 PAPR 分布特性,得到互补累积分布函数 (complementary cumulative distribution function, CCDF), 表示为

$$P(\text{PAPR} > z) = 1 - (1 - e^{-z})^{LN}. \quad (3)$$

在传统 PTS 算法中,频域序列  $\mathbf{X}$  被分割为  $M$  个互不相交的子块序列  $\mathbf{X}_m = [X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,LN-1}]$ ,  $1 \leq m \leq M$ . 表达式如下:

$$\mathbf{X} = \sum_{m=1}^M \mathbf{X}_m. \quad (4)$$

各时域子块序列  $\mathbf{x}_m = [x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,LN-1}]$ ,  $1 \leq m \leq M$ . 相位因子  $b_m^{(u)}$  与第  $m$  个时域子块序列  $\mathbf{x}_m$  相乘用于生成第  $u$  个备选序列  $\mathbf{x}^{(u)}$ , 表达式如下:

$$\mathbf{x}^{(u)} = [x_0^{(u)}, x_1^{(u)}, \dots, x_{LN-1}^{(u)}] = \sum_{m=1}^M b_m^{(u)} \mathbf{x}_m. \quad (5)$$

其中  $b_m^{(u)} = e^{j\varphi_m^{(u)}}$ ,  $\varphi_m^{(u)} \in [0, 2\pi)$ ,  $u = 1, 2, \dots, U$ ,  $U$  表示备选序列的个数.

一般情况下,取  $b_1^{(u)} = 1$ , 则可以生成  $U = W^{M-1}$  个备选序列. 在 PTS 算法中,选取最优备选信号  $u_{\text{opt}}$  的过程可表示为

$$u_{\text{opt}} = \arg \min_{u=1}^U \text{PAPR}(\mathbf{x}^{(u)}). \quad (6)$$

其基本原理框图如图 1 所示.

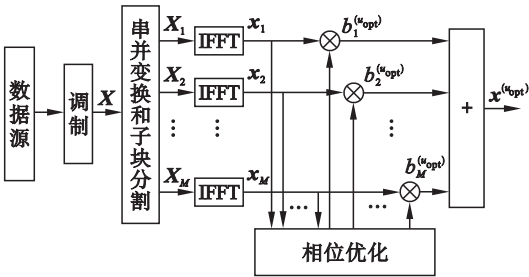


图 1 PTS 算法的基本原理框图  
Fig. 1 The principle block diagram of the PTS algorithm

## 2 SG - PTS 算法

在传统 PTS 算法中,任何一个子块序列  $\mathbf{x}_m$  的所有位置上的子块采样点数据都乘以相同的相

位因子  $b_m^{(u)}$ . 对于第  $n$  个位置, 所有子块序列的子块采样点数据在乘以相应的相位因子后相加得备选采样点数据  $x_n^{(u)}$ , 表达式如下:

$$x_n^{(u)} = b_1^{(u)} x_{1,n} + b_2^{(u)} x_{2,n} + \cdots + b_M^{(u)} x_{M,n}. \quad (7)$$

其中,  $n=0, 1, \cdots, N-1$ . 由此可见, 不同位置的备选采样点数据是通过相同的相位因子序列产生的, 即  $\mathbf{b}^{(u)} = [b_1^{(u)}, b_2^{(u)}, \cdots, b_M^{(u)}]$ . 而不同位置的子块采样点数据具有差异性, 使用相同的相位因子序列来计算备选采样点数据会导致不同位置的备选采样点数据的值不是最低的. 备选采样点数据的值和系统的 PAPR 有着紧密的联系, 即所有备选采样点数据中的最大值决定着系统的 PAPR, 从而使得光 OFDM-PTS 系统的 PAPR 性能也受到了影响. 为了削弱这种限制关系, 可以对采样位置进行分组, 各组之间可以使用不同的相位因子序列, 从而改善系统的 PAPR 性能. 这种分组方式的关键是改变了传统 PTS 算法中同一子块不同采样点位置使用相同相位因子的情况, 从而降低了不同采样点数据之间的相关性, 其本质也是利用了数学概率的思想. 此外采样点位置的分组数应与相位因子数相同或者接近, 若采样位置分组数远大于相位因子数, 一方面不同分组之间使用相同相位因子的概率会大大增加, 另一方面会产生大量边带信息, 降低系统数据传输速率, 而合适的分组数可通过映射的方式, 基本消除因采样位置分组对边带信息的影响. 因此, 权衡系统 PAPR 性能与数据传输速率, 应根据相位因子数选择合适分组数.

## 2.1 分组优化解调过程分析

对于采样位置进行分组时, 若采用无规则分组, 接收端将无法解调出发送端发送的数据, 因此需要采用特定的方式对采样位置进行分组. 下面分析无规则分组导致无法解调的原因.

在发送端, 将输入的频域序列  $\mathbf{X}$  分割为  $M$  个互不重叠的子块序列  $\mathbf{X}_m$ , 表达式如下:

$$\mathbf{X} = \sum_{m=1}^M \mathbf{X}_m. \quad (8)$$

对于频域子块序列  $\mathbf{X}_m$  中子载波数据为 0 的位置的集合记为  $L_m$ , 即

$$L_m = \{n | X_{m,n} = 0, 0 \leq n \leq N-1\}. \quad (9)$$

其中,  $X_{m,n}$  为频域子块序列  $\mathbf{X}_m$  的第  $n$  个位置的值. 对频域子块序列  $\mathbf{X}_m$  作 IFFT 变换得时域子块序列  $\mathbf{x}_m$ , 表达式如下:

$$\mathbf{x}_m = \text{IFFT}[\mathbf{X}_m]. \quad (10)$$

对采样位置进行分组, 分为  $W$  组, 则时域子块序列  $\mathbf{x}_m$  被分为  $W$  个序列, 可以表示为

$$\mathbf{x}_m = \sum_{w=1}^W \mathbf{x}_{m,w} = \mathbf{x}_{m,1} + \mathbf{x}_{m,2} + \cdots + \mathbf{x}_{m,W}. \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{x}_{m,w}$  为第  $m$  个时域子块序列  $\mathbf{x}_m$  的第  $w$  ( $1 \leq w \leq W$ ) 组的序列.

在传统 PTS 算法中, 需要对时域子块序列  $\mathbf{x}_m$  乘以相位因子  $b_m^{(u)}$  来优化相位, 可以表示为

$$\mathbf{x}_m' = b_m^{(u)} \mathbf{x}_m = b_m^{(u)} \mathbf{x}_{m,1} + b_m^{(u)} \mathbf{x}_{m,2} + \cdots + b_m^{(u)} \mathbf{x}_{m,W}. \quad (12)$$

而基于采样位置分组优化的 PTS 算法要求时域子块序列  $\mathbf{x}_m$  的不同分组的序列乘以不同的相位因子, 即

$$\mathbf{x}_m'' = b_m^{(u_1)} \mathbf{x}_{m,1} + b_m^{(u_2)} \mathbf{x}_{m,2} + \cdots + b_m^{(u_W)} \mathbf{x}_{m,W}. \quad (13)$$

对式 (12) 和式 (13) 中的序列  $\mathbf{x}_m'$  和  $\mathbf{x}_m''$  作 FFT 变换得

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{X}_m' &= \text{FFT}[\mathbf{x}_m'], \\ \mathbf{X}_m'' &= \text{FFT}[\mathbf{x}_m'']. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

一般情况下, 对于  $n \in L_m$  的位置, 式 (14) 中频域序列  $\mathbf{X}_m'$  和  $\mathbf{X}_m''$  的频域子块采样点数据为

$$\left. \begin{aligned} X_{m,n}' &= 0, \\ X_{m,n}'' &\neq 0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

由式 (15) 可知, 基于位置分组优化的 PTS 算法的相位优化会造成不同频域子块序列的子载波数据之间的相互干扰.

在接收端, 接收到的时域序列为  $\mathbf{y}$ , 对其作 FFT 变换得  $\mathbf{Y}$ . 为了恢复出原始符号序列  $\mathbf{X}$ , 需要对频域序列  $\mathbf{Y}$  以发送端  $\mathbf{X}$  的分割方式分割为  $M$  个子块序列  $\mathbf{Y}_m$ , 再利用边带信息  $b_m^{(u_{\text{opt}})}$  恢复出原始子块序列  $\mathbf{X}_m$ , 所有频域子块序列相加得  $\mathbf{X}$ . 但是, 基于位置分组优化的 PTS 算法的相位优化会造成不同频域子块的子载波数据之间的干扰, 即  $X_{m,n}'' \neq 0, n \in L_m$ . 所以, 在接收端以发送端的分割方式分割不能解调出原始序列  $\mathbf{X}$ .

为了保证算法可以解调, 式 (14) 中的频域序列  $\mathbf{X}_m''$  应在其他频域子块序列有效子载波的位置的值为 0, 即  $X_{m,n}'' = 0, n \in L_m$ . 为了满足上述条件, 可以利用频域循环移位性质, 采用特殊的循环移位值. 循环移位定理如下:

设  $\mathbf{x}_m \leftrightarrow \mathbf{X}_m$  是一对 DFT 变换对, 即

$$\mathbf{X}_m = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{x}_m e^{-j2\pi nk/N}. \quad (16)$$

时域序列  $\mathbf{x}_m$  点乘以序列  $e^{j2\pi nl/N}$  后作 DFT 变换可得

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{X}}_m &= \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{x}_m e^{j2\pi nl/N} e^{-j2\pi kn/N} = \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{x}_m e^{-j2\pi n(k-l)/N}. \end{aligned} \quad (17)$$

由此可见,时域序列  $\mathbf{x}_m$  点乘以序列  $e^{j2\pi nl/N}$  相当于频域循环移位,即循环右移  $l$  个单位.若取  $l = iN/W$  ( $i = 0, 1, \dots, W-1$ ),则序列  $e^{j2\pi nl/N} = e^{j2\pi ni/W}$  为相位因子集合  $\{e^{j2\pi ni/W} | i = 0, 1, \dots, W-1\}$  中元素相互交替的离散序列.因此,可以将采样位置交替分为  $W$  组并结合特定的分割方式来保证基于分组优化的 PTS 算法在接收端的正常解调.由于篇幅所限,本文只对  $W=2$  的情况进行分析讨论,至于  $W=4, W=8$  等其他情况暂不进行分析讨论.当  $W=2$  时,则  $l = N/2$ ,序列  $e^{j2\pi nl/N} = e^{j\pi n}$  为 1 和 -1 交替的离散序列,所以可将采样位置根据偶数位置和奇数位置分为 2 组.分割方法如下:将频域序列  $\mathbf{X}$  的前  $N/2$  个位置的子载波数据随机分割为  $M$  个互不重叠的频域子块序列  $\mathbf{X}_m$ ,  $\mathbf{X}$  的后  $N/2$  个位置的子载波数据参照前  $N/2$  个位置的子载波数据的分割方式分配到  $M$  个频域子块序列  $\mathbf{X}_m$  中.如此可以保证 SG-PTS 算法中同一时域子块  $\mathbf{x}_m$  的 2 个分组序列乘以不同的相位因子,不会对其他子块的频域序列的子载波数据造成干扰.因为同一时域子块序列  $\mathbf{x}_m$  的 2 个分组序列乘以不同的相位因子相当于该子块的频域序列  $\mathbf{X}_m$  循环移位  $N/2$  个位置,只是  $\mathbf{X}_m$  的前  $N/2$  的子载波数据和后  $N/2$  的子载波数据交换,并且前后  $N/2$  个位置的子载波数据的分割方式是相同的,所以对于  $n \in L_m$  的位置的子载波数据仍为 0.

对于  $W=2, W=4$ ,假如发送端传输的 2 个最佳相位因子序列为  $[1, 1, -1, -1]$  和  $[1, -1, 1, -1]$ ,那么说明第二个频域子块序列循环移位  $N/2$  个位置,第三个频域子块序列循环移位  $N/2$  个位置并乘以相位因子 -1,第四个频域子块序列乘以相位因子 -1.在接收端,利用发送端相同的

分割方式和边带信息进行解调.

对于边带信息,SG-PTS 算法需要传输 2 个相位因子序列.但是,可以通过映射的方式将 2 个相位因子序列变换到 1 个相位因子序列,从而减少边带信息.将 2 个相位因子序列中每个子块位置的相位因子进行组合再映射,即  $(1, 1) \leftrightarrow 1, (1, -1) \leftrightarrow j, (-1, 1) \leftrightarrow -1, (-1, -1) \leftrightarrow -j$ .因此,发送端可以将相位因子序列  $[1, 1, -1, -1]$  和  $[1, -1, 1, -1]$  映射为  $[1, j, -1, -j]$ ,接收端再进行逆向映射恢复出 2 个相位因子序列用于解调.

## 2.2 发送端实现过程

图 2 为基于 SG-PTS 算法的发送端的原理框图.其发送端的具体实现步骤如下:

1) 将经过 QPSK 或 QAM 调制的频域序列  $\mathbf{X}$  的前  $N/2$  个位置的子载波数据随机分割为  $M$  个互不重叠的频域子块序列  $\mathbf{X}_m$ ,频域序列  $\mathbf{X}$  的后  $N/2$  个位置的子载波数据参照前  $N/2$  个位置的子载波数据的分割方式分配到  $M$  个频域子块序列  $\mathbf{X}_m$  中.

2) 对频域子块序列  $\mathbf{X}_m$  作 IFFT 变换,得到时域子块序列  $\mathbf{x}_m$ .

3) 将所有时域子块序列  $\mathbf{x}_m$  的偶数位置的数据  $x_{m,1}$  和奇数位置的数据  $x_{m,2}$  分为两组独立数据,单独优化.

4) 通过全局搜索,得到 2 个最佳备选序列  $\mathbf{x}^{1\text{opt}}$  和  $\mathbf{x}^{2\text{opt}}$  及 2 个最佳相位因子序列  $\mathbf{b}^{(u_{1\text{opt}})}$  和  $\mathbf{b}^{(u_{2\text{opt}})}$ .

5) 将 2 个最佳备选序列  $\mathbf{x}^{1\text{opt}}$  和  $\mathbf{x}^{2\text{opt}}$  相加得到序列  $\mathbf{x}^{\text{opt}}$ ,将序列  $\mathbf{x}^{\text{opt}}$  和两个最佳相位因子序列  $\mathbf{b}^{(u_{1\text{opt}})}, \mathbf{b}^{(u_{2\text{opt}})}$  作为边带信息一起传输到接收端.

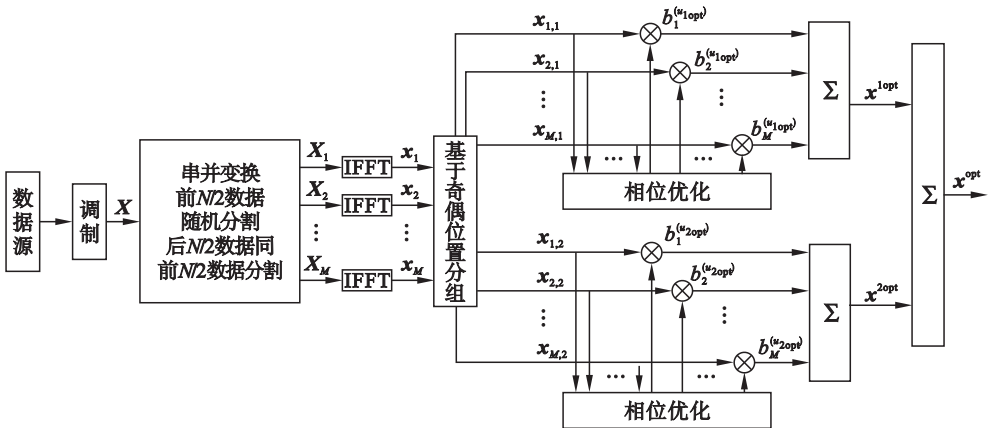


图 2 SG-PTS 算法的发送端的原理框图

Fig. 2 The principle block diagram of SG-PTS algorithm at the transmitter

## 2.3 接收端实现过程

图 3 为 SG-PTS 算法的接收端的原理框图.

其接收端的具体实现步骤归纳如下:

1) 对接收到的时域序列  $\mathbf{y}$  作 FFT 变换,得到



频域序列  $Y$ 。

- 2) 将频域序列  $Y$  按照发送端的频域序列  $X$  的分割方式分割为  $M$  个频域子块序列  $Y_m$ 。
- 3) 利用相位因子序列  $b^{(u_{1opt})}$  和  $b^{(u_{2opt})}$ ，对所有频域子块序列  $Y_m$  作循环移位或乘以相位因子，得到频域子块序列  $Y'_m$ 。
- 4) 对所有频域子块序列  $Y'_m$  进行相加运算，得到频域序列  $Y'$ 。

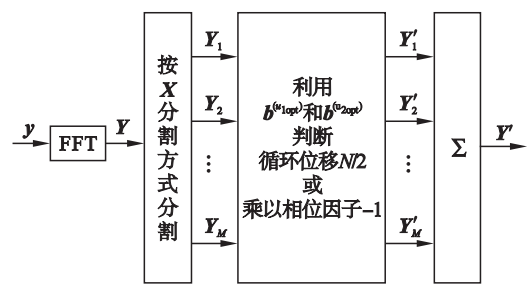


图 3 SG-PTS 算法的接收端的原理框图  
Fig. 3 The principle block diagram of SG-PTS algorithm at the receiver

### 3 性能分析

本文提出的 SG-PTS 算法与传统 PTS 算法在算法的实现过程中，主要有以下几点不同。

- 1) 分割方式. SG-PTS 算法要求对频域序列  $X$  的前  $N/2$  个位置的子载波数据随机分割为  $M$  个互不重叠的频域子块序列  $X_m$ ，频域序列  $X$  的后  $N/2$  个位置的子载波数据参照前  $N/2$  个位置的子载波数据的分割方式分配到  $M$  个频域子块序列  $X_m$  中。而传统 PTS 算法对频域序列  $X$  的  $N$  个位置的子载波数据随机分割为  $M$  个互不重叠的频域子块序列  $X_m$ 。
- 2) 备选序列的生成. SG-PTS 算法将所有时域子块序列  $x_m$  的偶数位置的数据  $x_{m,1}$  和奇数位置的数据  $x_{m,2}$  分为两组独立数据，单独优化。而传统 PTS 算法直接对所有时域子块序列  $x_m$  进行相位优化。
- 3) 解调方式. SG-PTS 算法利用边带信息对频域子块序列  $Y_m$  作循环移位或乘以相位因子来解调  $Y'_m$ 。而传统 PTS 算法利用边带信息只对频域子块序列  $Y_m$  乘以相位因子来解调  $Y'_m$ 。

3.1 计算复杂度分析

分割方式不会影响算法的计算复杂度。在解调方式方面，SG-PTS 算法和传统 PTS 算法的计算复杂度基本相同。在备选序列生成方面，SG-PTS 算法中时域子块序列  $x_m$  的偶数位置的数据  $x_{m,1}$  和奇数位置的数据  $x_{m,2}$  中非零数据各  $N/2$  个，

则生成所有备选序列各需  $(M-1)N \cdot 2^{M-2}$  次复数乘法和  $(M-1)N \cdot 2^{M-2}$  次复数加法，共需  $(M-1) \cdot N \cdot 2^{M-1}$  次复数乘法和  $(M-1)N \cdot 2^{M-1}$  次复数加法。而传统 PTS 算法生成备选序列共需  $(M-1)N \cdot 2^{M-1}$  次复数乘法和  $(M-1)N \cdot 2^{M-1}$  次复数加法。由此可见，本文 SG-PTS 算法和传统 PTS 算法的计算复杂度基本相同。

### 3.2 PAPR 性能分析

为了分析本文提出的 SG-PTS 算法的 PAPR 性能，基于 MATLAB 对本文 SG-PTS 算法及传统 PTS 算法进行了仿真。仿真条件：调制方式为 QPSK 调制，采用 5 000 个独立的 OFDM 符号，分割方式为随机分割，相位因子为 +1 和 -1，过采样因子  $L=4$ 。

图 4 给出了采样点位置分为 2 组， $N=256$ ， $M=4$  和  $M=8$  时，原始的 OFDM 信号、传统 PTS 和 SG-PTS 算法的 CCDF 曲线，与传统 PTS 算法相比，SG-PTS 算法的 PAPR 分别降低 0.1 dB 和 0.2 dB 左右。

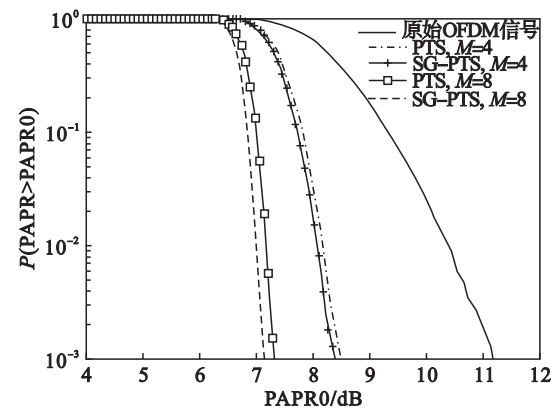


图 4 采样点位置分为 2 组时三种算法的 CCDF 仿真曲线  
Fig. 4 The CCDF curves of the three algorithms when sampling points positions are divided into two groups

图 5 给出了采样点位置分为 4 组， $N=256$ ， $M=4$  和  $M=8$  时，原始的 OFDM 信号、传统 PTS 和 SG-PTS 算法的 CCDF 曲线，与传统 PTS 算法相比，SG-PTS 算法的 PAPR 分别降低 0.4 dB 和 0.7 dB 左右。

由图 4、图 5 可知，SG-PTS 算法的 PAPR 性能优于传统 PTS 算法的 PAPR 性能，且随着采样点位置分组数的增加，SG-PTS 算法的 PAPR 逐渐降低。

图 6 为原始 OFDM 信号、传统 PTS 算法和 SG-PTS 算法在采样点位置被分为 2 组和 4 组时的误码率曲线。由图 6 可知，原始 OFDM 信号、传统 PTS 算法以及 SG-PTS 算法的误码率性能

曲线基本重合,即误码率性能相同. 因为传统 PTS 算法以及本文提出的 SG-PTS 算法只是对相位进行优化,该过程是线性的,不会对误码率性能造成影响.

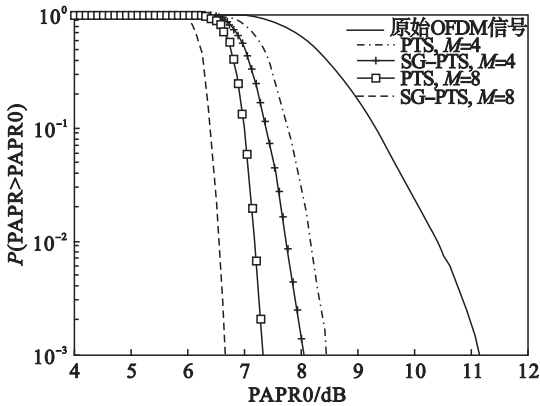


图 5 采样点位置分为 4 组时三种算法的 CCDF 仿真曲线  
Fig. 5 The CCDF curves of the three algorithms when sampling points positions are divided into four groups

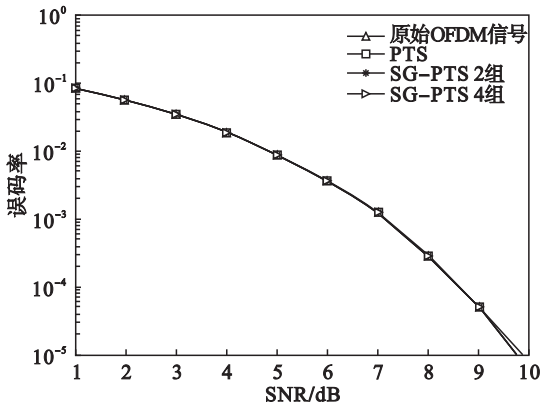


图 6 三种算法在采样点位置被分为 2 组和 4 组时的误码率仿真曲线  
Fig. 6 The BER curves of the three algorithms when sampling points positions are divided into two groups and four groups

4 结 论

本文针对光 OFDM 系统 PAPR 过高的问题,提出了一种 SG-PTS 算法. 仿真结果表明,本文提出的 SG-PTS 算法和传统 PTS 算法具有基本相同的计算复杂度和误码率性能,但本文提出的 SG-PTS 算法可有效改善系统 PAPR 性能,结合相位因子数,采样位置分组数在合适的范围内,分组数越多,PAPR 性能改善越明显.

参考文献:

[1] 童峥嵘,刘颖慧,曹 晔. 100 Gb/s 高速 PDM-CO-OFDM 系统峰值平均功率比抑制性能研究[J]. 光学学报,2015,

35(1):63-68.  
(Tong Zheng-rong,Liu Ying-hui,Cao Ye. Research on peak-to-average power ratio reduction performance for 100 Gb/s high-speed PDM-CO-OFDM systems [J]. *Acta Optica Sinica*,2015,35(1):63-68.)  
[2] Anoh K,Tanriover C,Adebisi B,et al. A new approach to iterative clipping and filtering PAPR reduction scheme for OFDM systems[J]. *IEEE Access*,2018,6:17533-17544.  
[3] Wang Y J,Zhang R J,Li J,et al. PAPR reduction based on parallel tabu search for tone reservation in OFDM systems [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*,2019,8(2):576-579.  
[4] Ni C X,Ma Y H,Jiang T. A novel adaptive tone reservation scheme for PAPR reduction in large-scale multi-user MIMO-OFDM systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*,2016,5(5):480-483.  
[5] Jun Y W,Hyun S J,Kee H K,et al. PAPR analysis of class-III SLM scheme based on variance of correlation of alternative OFDM signal sequences[J]. *IEEE Communication Letters*,2015,19(6):989-992.  
[6] Taşpınar N,Yıldırım M. A novel parallel artificial bee colony algorithm and its PAPR reduction performance using SLM scheme in OFDM and MIMO-OFDM systems [J]. *IEEE Communications Letters*,2015,19(10):1830-1833.  
[7] Lou R,Zhang C S,Niu N,et al. A low-complexity PTS based on greedy and genetic algorithm for OFDM systems [J]. *Chinese Journal of Electronics*,2015,24(4):857-861.  
[8] 季策,马福永. O-OFDM 系统中基于相关性分析的改进 PTS 算法[J]. 东北大学学报(自然科学版),2019,40(6):801-806.  
(Ji Ce, Ma Fu-yong. Improved PTS algorithm based on correlation analysis in O-OFDM system [J]. *Journal of Northeastern University (Natural Science)*,2019,40(6):801-806.)  
[9] Xiao K Q,Li Y,Huang H N. A low complexity PTS scheme based on tree for PAPR reduction[J]. *IEEE Communications Letters*,2012,16(9):1486-1488.  
[10] Cimini L J,Sollenberger N R. Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences [J]. *IEEE Communications Letters*,2000,4(3):86-88.  
[11] Cho Y J,No J S,Shin D J. A new low-complexity PTS scheme based on successive local search using sequences[J]. *IEEE Communications Letters*,2012,16(9):1470-1473.  
[12] Chen H S,Chung K C. A low complexity PTS technique using minimal trellis in OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*,2018,67(1):817-821.  
[13] Cheng X,Liu D J,Feng S,et al. PTS based on DisABC algorithm for PAPR reduction in OFDM systems [J]. *Electronics Letters*,2018,54(6):397-398.  
[14] Lee K S,Kang H,No J S. New PTS schemes with adaptive selection methods of dominant time-domain samples in OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*,2018,64(3):747-761.  
[15] Merah H,Mesri M,Larbi T. Complexity reduction of PTS technique to reduce PAPR of OFDM signal used in a wireless communication system [J]. *IET Communications*,2019,13(7):939-946.