

## 滤波器组多载波系统中基于双层优化的峰均比抑制算法

赵辉\* 王薇 莫谨荣 孙振江 张天骐

(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

(重庆邮电大学信号与信息处理重庆市重点实验室 重庆 400065)

**摘要:** 针对部分传输序列(PTS)算法在交错正交幅度调制的滤波器组多载波(FBMC-OQAM)系统中受符号重叠的影响,造成峰值再生,从而导致系统峰值功率比(PAPR)较高、计算复杂度较大等问题,该文提出一种基于双层优化的PTS算法(DO-PTS)。该算法对信号数据块进行两层相位因子搜索以获得更好的PAPR抑制性能,第1层充分考虑重叠特性,结合前面重叠数据块进行初步优化,第2层对数据块进行分组,在每组选择对峰值影响最大的数据块进行优化,来减少进行相位因子搜索的数据块数量,并且在第1层优化中缩小相位因子的搜索范围,以降低系统的计算复杂度。通过对计算复杂度和仿真结果的分析表明,同其它主流PTS优化算法相比,所提算法不仅能取得很好的PAPR抑制性能,还具有较低的计算复杂度,同时也保证了系统的传输数据率。

**关键词:** FBMC-OQAM系统; 峰值功率比; 部分传输序列; 双层优化

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)06-1742-08

DOI: [10.11999/JEIT200369](https://doi.org/10.11999/JEIT200369)

## Peak-to-Average Power Ratio Reduction Algorithm Based on Double Optimization in FBMC-OQAM System

ZHAO Hui WANG Wei MO Jinrong SUN Zhenjiang ZHANG Tianqi

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** The Partial Transmission Sequences (PTS) algorithm is affected by symbol overlap in the Filter Bank MultiCarrier with Offset Quadrature Amplitude Modulation (FBMC-OQAM), resulting in peak value regeneration, which leads to high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) and computational complexity. In this paper, a PTS algorithm based on Double Optimization (DO-PTS) is proposed, which searches two-layer phase factor for signal data blocks to obtain better PAPR suppression performance. The first layer takes full account of the overlap characteristics and combines the previous overlapping data blocks for initial optimization. The second layer groups the signals, and in each group, the data blocks that have the greatest impact on the peak value are optimized to reduce the number of data blocks for phase factor search. The search range of phase factor is reduced in the first layer optimization to reduce the calculation complexity. Through the analysis of computational complexity and simulation results, it is shown that compared with other mainstream PTS optimization methods, this algorithm can not only offer good PAPR reduction performance, but also have low computational complexity, and also ensure the transmission data rate of the system.

**Key words:** Filter Bank MultiCarrier with Offset Quadrature Amplitude Modulation (FBMC-OQAM) system; Peak-to-Average Power Ratio (PAPR); Partial Transmission Sequences (PTS); Double optimization

收稿日期: 2020-05-08; 改回日期: 2020-10-14; 网络出版: 2020-10-21

\*通信作者: 赵辉 zhaohui@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61671095)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61671095)

## 1 引言

在无线通信中, 多载波调制是一项关键的传输技术。其中, 正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)广泛应用于数字电视和音频广播系统、无线网络和移动通信系统等。尽管如此, OFDM 技术仍然存在一些缺陷: 对载波频偏敏感、循环前缀导致传输效率低、具有较高的峰均比等<sup>[1,2]</sup>。对未来移动通信的需求而言, 这些都是制约其发展的不利因素。为满足高数据速率传输的需要, 交错正交幅度调制的滤波器组多载波系统(Filter Bank MultiCarrier with Offset Quadrature Amplitude Modulation, FBMC-OQAM)引起了众多学者的兴趣。它通过原型滤波器优良的时频聚焦性有效对抗载波和符号间干扰, 抗频偏能力更强, 解决了OFDM系统带外泄漏的问题, 且不需要循环前缀, 数据传输速率相对较高, 提升了频谱利用率<sup>[3]</sup>。近年来, 该技术作为新型多载波技术受到广泛关注, 国内外学者对其进行了深入研究, 认为该技术是未来通信中一项非常有前景的技术<sup>[4-6]</sup>。

FBMC-OQAM系统与OFDM系统有一个共同的缺点: 较高的峰均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)。一般功率放大器的线性放大区域是有限的, 当PAPR较高的信号经过高功率放大器(High Power Amplifier, HPA)时会产生带内失真和带外泄漏, 使系统的性能大幅度降低。FBMC-OQAM的PAPR问题与OFDM有很大程度的相似性, 因此OFDM中的方案具有借鉴价值, 但FBMC-OQAM系统中特殊的重叠结构导致不能直接应用这些方案。于是, 国内外学者对一些算法进行了改进, 包括限幅压扩类<sup>[7]</sup>算法、编码类<sup>[8]</sup>算法、概率类<sup>[9-13]</sup>算法和结构类<sup>[14,15]</sup>算法。限幅压扩类算法属于畸变算法, 虽然抑制简单而有效, 但会使信号失真; 编码类算法通过编码的方式来避免使用具有高峰值的码字, 但是编码会增加冗余比特, 降低系统的有效带宽; 结构类算法将离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)扩频技术引入FBMC结构, 使信号的PAPR降低到单载波水平, 但是性能具有局限性; 概率类算法通过减小输入序列的相关性降低峰值出现的概率, 因此不会使信号产生畸变, 但取得高性能的同时复杂度非常高。

部分传输序列(Partial Transmit Sequences, PTS)<sup>[11-13]</sup>算法属于概率类算法, 其通过划分子块进行相位旋转的方式降低峰值出现的概率, 能够有效且无失真地降低峰均比, 但该技术存在抑制性能差、复杂度高等问题。Qu等人<sup>[11]</sup>提出一种对多数数据块进行联合优化的PTS(Multi-Block Joint

Optimization PTS, MBJO-PTS)算法, 该算法寻找最优的抑制性能, 代价是高复杂度。Ye等人<sup>[12]</sup>提出基于信号时域分段处理的PTS(Segmental PTS, S-PTS)算法, 该算法对信号分段进行单层优化, 复杂度虽得到很大的降低, 但其分段优化方式会产生额外的干扰, 需要插零来排除, 造成传输数据率额外下降, 并且它将每段看作整体进行优化, 则只能通过增大分组数目提高抑制性能, 而增大分组数目会进一步增加插零数量。Moon等人<sup>[13]</sup>则提出基于PTS和限幅的分段(Segment-Based Optimization, SBO)算法, 该算法采取了两轮优化, 但是其第1轮的优化完全没有考虑系统的重叠特性, 第2轮对数据块进行分组优化却完全没有针对性, 虽然算法通过减少备选相位因子序列数量降低了复杂度, 但是却牺牲了PAPR抑制性能。

针对以上问题, 本文深入研究FBMC-OQAM符号重叠结构和PTS算法, 充分考虑系统重叠特性, 提出了一种基于双层优化的PTS算法(Double Optimization PTS, DO-PTS), 在保证较低复杂度的前提下, 进一步提高PAPR抑制性能。

## 2 预备知识

### 2.1 FBMC-OQAM系统模型

FBMC-OQAM系统发送端原理框图如图1所示, 输入的复信号采用OQAM调制方式: QAM复数符号的实部与虚部错开 $T/2$ 时间( $T$ 表示一个OFDM符号周期), 作为两个FBMC符号进行传输。通常可将相邻两个FBMC符号视作一个处理单位, 称为数据块。在发送端的输入信号可表示为

$$X_m^n = \Re\{X_m^n\} + j\Im\{X_m^n\}, 1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq M \quad (1)$$

式中,  $N$ 为子载波数目,  $M$ 为数据块数目,  $X_m^n$ 为QAM调制后的复信号, 表示第 $n$ 个子载波上的第 $m$ 个数据符号,  $\Re\{X_m^n\}$ 和 $\Im\{X_m^n\}$ 分别表示 $X_m^n$ 的实部和虚部。

在时域上FBMC符号再通过原型滤波器, 将信号调制到对应的子载波上, 最后将所有子载波相加即可得到传输信号。因此,  $M$ 个数据块的时域发送信号 $s(t)$ 可表示为

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{m=1}^M s_m(t) \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \left\{ \Re\{X_m^n\} h(t - mT) \right. \\ &\quad \left. + j\Im\{X_m^n\} h\left(t - mT - \frac{T}{2}\right) \right\} e^{jn(\varphi_{m,n} + \frac{2\pi t}{T})} \end{aligned} \quad (2)$$

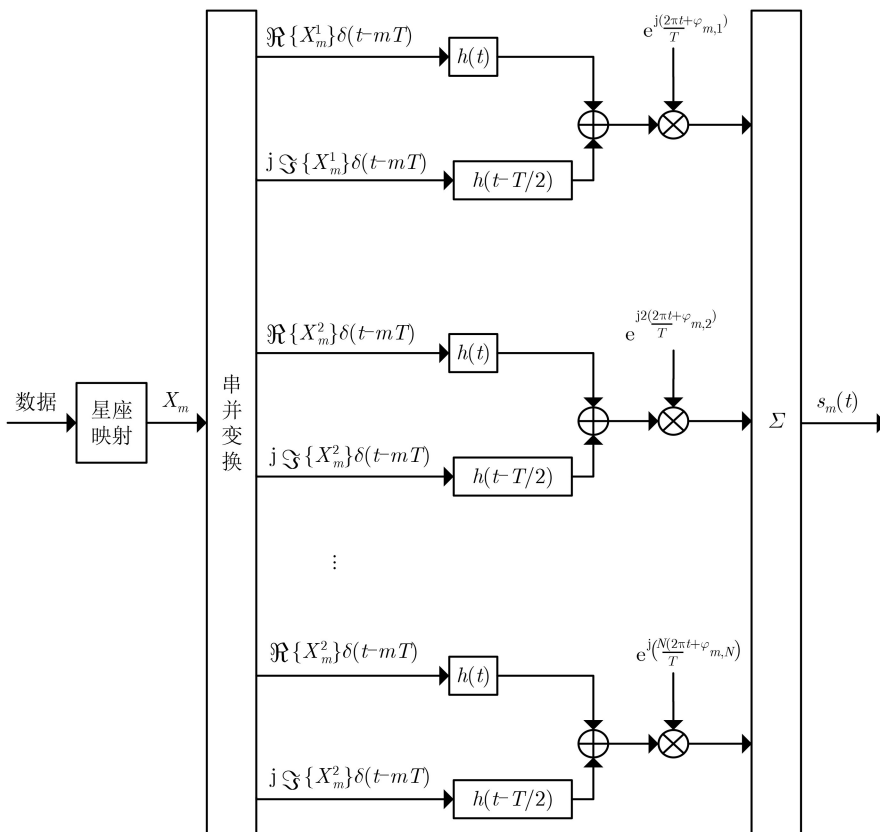


图1 FBMC-OQAM系统发送端原理框图

式中,  $\varphi_{m,n}$ 为相位因子, 引入相位因子的作用是使时频点上相邻的实部和虚部在实数域内正交, 这也是实部和虚部分开传输的一个原因。  $h(t)$ 为原型滤波器的冲激响应函数, 原型滤波器采用的是非矩形脉冲, 滤波器的长度  $L$ 通常为  $KT$ ,  $K$ 为重叠因子, 本文采用通用的  $K = 4$ 。

因此, 相邻的两个FBMC符号之间有  $T/2$  间隔, 导致每个数据块都会与前后数据块部分重叠, 如图2所示。

2.2 PAPR的定义

在FBMC-OQAM系统中一个数据符号周期不再为  $T$ , 其符号长度与原型滤波器的参数选取  $K$  有关。由于符号间存在重叠现象, PAPR不能由数据块长度来定义。因此, 将时域发送信号以  $T$  为单位长度分为  $M + K$  段, PAPR定义为每段信号的峰值功率与平均功率的比值, 具体为

$$PAPR(\text{dB}) = 10\lg \frac{\max_{iT \leq t \leq (i+1)T} |s(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (3)$$

式中,  $i = 1, 2, \dots, M + K - 1$ ,  $E\{\cdot\}$ 为均值。

为了分析验证降低PAPR方法的有效性, 通常采用互补累计分布函数(Complementary Cumulative probability Distribution Function, CCDF)作为峰

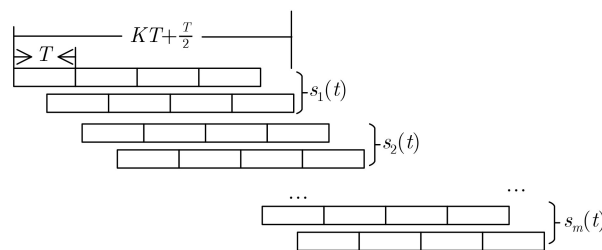


图2 FBMC-OQAM系统重叠结构

均比的衡量标准, 其表示数据的时域信号的功率大于某一定值  $\gamma$  的概率。CCDF可表示为

$$\begin{aligned} \text{CCDF}(PAPR_0) &= P(PAPR_0 \geq \gamma) \\ &= 1 - P(PAPR_0 < \gamma) \\ &= 1 - (1 - e^{-\gamma})^N \end{aligned} \quad (4)$$

3 PTS算法

PTS算法利用相位旋转的方式生成多个携带原始信号信息的候选信号, 然后从中选取PAPR最小的作为发送信号, 本质上是降低信号高峰均比出现的概率。

设经星座映射符号有  $M$  个, 分为虚实符号则FBMC符号共有  $M' = 2M$  个。对每个FBMC符号  $S_m (1 \leq m \leq 2M)$  进行PTS操作, 其中  $S_m = \Re\{X_m^n\}h(t - mT)$  或  $S_m = j\Im\{X_m^n\}h(t - mT - T/2)$

$e^{jn\varphi_{m,n}}$ 。在频域上, 将数据符号  $\mathbf{S}_m = [S_m^1 S_m^2 \dots S_m^N]$  ( $1 \leq m \leq 2M$ ) 分割成  $V$  个互不重叠的子块, 且保证每个子块长度为  $N$  (长度不足的补0), 再将每个子块分别进行IFFT后乘以对应的相位旋转因子。一般定义相位因子  $b^v \in \{e^{j2\pi i/W} | i = 0, 1, 2, \dots, W-1\}$ ,  $W$  为可选相位的数量。将所有可能的相位旋转因子组合为相位因子备选集  $\mathbf{B}$ , 然后从  $\mathbf{B}$  中选取相位因子使得与子块相乘后叠加所得信号的PAPR最小。因此, 将第  $m$  个数据符号分块进行调制后的时域信号  $s_m(t)$  可表示为

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \sum_{v=1}^V \text{IFFT}\{\tilde{b}^v \mathbf{S}_{m,v}\} \\ &= \sum_{v=1}^V \tilde{b}^v s_{m,v}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

式中,  $1 \leq m \leq 2M$ ,  $\tilde{b}^v$  表示已选择的相位因子,  $s_{m,v}(t)$  表示第  $V$  个子块的调制信号。

式(5)中相位因子选取的表达式为

$$\begin{aligned} [\tilde{b}_m^1 \tilde{b}_m^2 \dots \tilde{b}_m^V] &= \arg \min_{\mathbf{B}} \left( \max_{1+(m-1)T \leq t \leq KT + \frac{T}{2} + (m-1)T} \right. \\ &\quad \left. \left| \sum_{v=1}^V \tilde{b}^v s_{m,v}(t) \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (6)$$

式中,  $b^v$  表示第  $v$  个子块备选的相位因子, 一般  $b^v \in \{1, -1\}$ 。

最后, 将  $M'$  个已优化数据块相加可得时域发送信号  $s(t)$

$$s(t) = \sum_{m=1}^{M'} s_m(t) \quad (7)$$

综上, 参与优化的相位因子要在  $\mathbf{B}$  中的  $W^V$  种相位因子序列中进行选择,  $W$  和  $V$  越大备选相位因子序列数量就越多, PAPR抑制的性能就越好, 但如果采用穷举法进行选择, 计算复杂度会呈指数增长。而系统的数据符号之间是相互重叠的, 在叠加后会导致峰值再生, 抑制性能严重下降。

## 4 提出的DO-PTS算法

### 4.1 基本思想

PTS算法性能受到系统符号重叠的严重影响, 但如果只考虑该特性对算法进行改进, 抑制效果也很难达到在OFDM中的水平, 因此, 本文采用双层优化的方法对信号数据块进行两次相位因子搜索以获得更好的PAPR抑制效果。

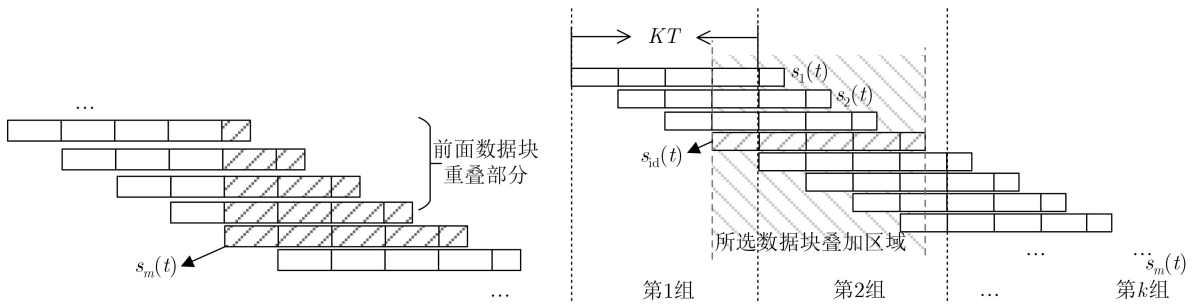
(1) 信号的第1层优化。在传统的PTS算法及一些优化算法<sup>[13]</sup>中, 相位因子的搜索条件只集中在一个符号或数据块上, 并没有考虑到它们之间的重叠特性。如图2所示, 由于相邻几个数据块前后相互包含, 对某一个数据块进行优化后, 其后面几个数据块在优化时会发生变化, 导致后面数据块的优化对已优化的数据块造成了影响。针对这个问题, 本文充分地考虑符号间相互影响的特点, 提出对信号的第1层优化, 实现PAPR的初步降低。

将两个FBMC符号整体看作一个数据块 ( $1 \leq m \leq M$ ), 如图3(a)所示, 若在进行相位因子的搜索时, 只考虑每个数据块前面的数据块重叠部分进行优化, 即可消除后面数据块对前面数据块的影响。在频域上, 由式(5), 从第1个数据块开始, 将每个数据块  $\mathbf{S}_m = [S_m^1 S_m^2 \dots S_m^N]$  ( $1 \leq m \leq M$ ) 分割成  $V$  个子块, 进行IFFT后, 每个子块信号与已选好的相位因子相乘。其中相位因子搜索的条件由式(6)调整为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{B}}_m &= [\tilde{b}_m^1 \tilde{b}_m^2 \dots \tilde{b}_m^V] \\ &= \arg \min_{\mathbf{B}} \left( \max_{1+(m-1)T \leq t \leq KT + \frac{T}{2} + (m-1)T} \right. \\ &\quad \left. \left| \sum_{v=1}^V \tilde{b}_m^v s_{m,v}(t) + \sum_{i=1}^K s_{m-i}(t) \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (8)$$

式中,  $1 \leq m \leq M$ ,  $\tilde{\mathbf{B}}$  为已选择的  $M \times V$  相位因子集,  $\tilde{\mathbf{B}}_m$  为该集合的第  $m$  行,  $\tilde{b}_m^v$  表示第  $m$  个数据块的备选相位因子。

在式(8)中, 为了降低对数据块进行相位因子搜索的复杂度, 本文参考SBO算法将备选相位因子



(a) 第1层优化示意图

(b) 第2层分组及优化区域示意图

图3 DO-PTS算法优化示意图

集 $\mathbf{B}$ 由 $W^V = 2^V$ 种序列集合降低为含少量-1的序列集合<sup>[13]</sup>。按上述条件优化完所有数据块后,由式(5)得到初步优化数据块 $s_m(t)$ 。

(2) 信号的第2层优化。第1层优化为了消除相互的影响只考虑了每个数据块前面的重叠数据块,为了达到更好的效果,将对信号采取进一步优化:在不同数据块间的叠加中,找出峰值影响最大的数据块,再对该数据块进行2次相位旋转。由于该操作对数据块优化更具针对性,PAPR下降的同时2次优化的复杂度也得以降低。

与文献[12] S-PTS算法对信号每段独立进行相位旋转的方式不同,本文只将第1层所得的所有数据块 $s_m(t), 1 \leq m \leq M$ 在时域进行分组,然后仅凭借这个分组来寻找合适的数据块,相邻组之间并不完全独立,以避免额外的传输开销。并且结合S-PTS和SBO等算法的特点,以 $KT$ 为单位进行固定数目分组,保证每组多数跨组数据块大体都在本组中,减少对选择的数据块仅以小部分的高峰值标准而对整个数据块进行旋转的可能性,降低相邻组间优化的影响,并使数据块选取不过于稀疏,2次优化更有效。

如图3(b)所示,数据块可分为 $M/K + 1$ 组( $M/K$ 向下取整),对于第 $k(k = 1, 2, \dots, M/K + 1)$ 组,组中包含 $q$ 个数据块(当 $K = 4$ 时,第1组 $q = 4$ ,第 $M/K + 1$ 组 $q < 8$ ,其余组 $q = 8$ )。再对组中数据块进行如下操作:计算除第 $j(j = 1, 2, \dots, q)$ 个数据块外,其余 $q - 1$ 个数据块组内范围部分的叠加和的峰值,每组会得到 $q$ 个峰值,则 $q$ 个峰值的计算可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} &= [Q_{k,1} Q_{k,2} \dots Q_{k,q}] \\ &= \max_{1+(k-1)KT \leq t \leq kKT} \left| \sum_{i=1}^q s_{k,i}(t) - s_{k,j}(t) \right|^2, \\ & \quad j = 1, 2, \dots, q, \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $s_{k,i}(t)$ 为第 $k$ 组第 $i$ 个数据块, $s_{k,j}(t)$ 为第 $k$ 组不参与叠加和的数据块, $Q_{k,q}$ 为第 $k$ 组的第 $q$ 个峰值。

取式(9)计算结果 $\mathbf{Q}$ 中最小值所对应未参与叠加和的数据块 $s_{k,j}(t)$ ,即得到第 $k$ 组峰值影响最大的数据块,并求出该数据块在所有数据块中的位置 $\text{id} = j + k + 1$ ,则该数据块可表示为 $s_{\text{id}}(t)$ ,表达式为

$$s_{\text{id}}(t) = s_{k,j}(t) = \arg \min \mathbf{Q} \quad (10)$$

然后再对峰值影响最大的数据块 $s_{\text{id}}(t)$ 重新进行相位因子搜索:将该数据块回溯到式(5)(其中 $m = \text{id}$ ),重新与满足新搜索条件的相位旋转因子 $\tilde{b}_k^v$ 相乘。由于相邻组之间并不完全独立,则不能对同一个数据块选择多种相位因子,而数据块的选择使得峰值都集中在峰值影响最大数据块 $s_{\text{id}}(t)$ 的时间

范围内。因此,为了平衡跨相邻两组数据块的峰值优化,相位因子搜索不只局限在该组范围内的部分,如图3(b)所示,以该数据块与它前后所有数据块对应重叠部分叠加和的PAPR最小为新条件进行搜索,其表达式为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{B}}_{\text{id}} &= [\tilde{b}_{\text{id}}^1, \tilde{b}_{\text{id}}^2, \dots, \tilde{b}_{\text{id}}^V] \\ &= \arg \min_{\mathbf{B}} \left( \max_{(\text{id}-1)T \leq t \leq (\text{id}-1)T + KT + \frac{T}{2}} \left| \sum_{v=1}^V \tilde{b}_k^v s_{\text{id},v}(t) + \sum_{i=1}^q s_{k,i}(t) - s_{k,j}(t) \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (11)$$

将该数据块的子块与新的相位因子相乘后重新叠加,可得到该数据块再次优化后新时域信号 $s'_{\text{id}}(t)$

$$s'_{\text{id}}(t) = \sum_{v=1}^V \tilde{b}_k^v s_{\text{id},v}(t) \quad (12)$$

式中, $\tilde{b}_k^v$ 表示第 $k$ 组已选择的相位因子。

最后根据式(7),即可得到最终传输信号 $s(t)$ 。

综上所述,所提算法第1层充分地考虑了数据块的相互影响,实现PAPR的初步降低,第2层结合峰值选择合适的数据块对PAPR进行再次降低。在整个算法过程中,数据块的选择使得待优化数据块的数量减少,并缩小了待搜索相位因子的搜索范围,在双层优化模式下算法的复杂度得到降低。

#### 4.2 DO-PTS算法步骤

基于上面的思想,下面给出所提DO-PTS算法的具体步骤:

输入:  $\mathbf{S}_m, M, N, K, \mathbf{B}, \tilde{\mathbf{B}}$  ( $M \times V$  零矩阵)

第1层: 令 $m = 1$

(1) 将 $\mathbf{S}_m$ 分成 $V$ 个子块,分别进行IFFT得到 $s_{m,v}(t)$ ;

(2) 根据式(8)计算 $\tilde{\mathbf{B}}_m = [\tilde{b}_m^1 \tilde{b}_m^2 \dots \tilde{b}_m^V]$ ,更新 $\tilde{\mathbf{B}}$ 的第 $m$ 行;

(3) 根据式(5)得到 $s_m(t)$ ;

(4) 如果 $m \leq M$ 返回步骤(1),否则进入步骤(5)。

第2层:

(5) 将 $M$ 个数据块分成 $M/K + 1$ 组,令 $k = 1$ ;

(6) 根据式(9)求出 $q$ 个峰值的集合 $\mathbf{Q} = [Q_{k,1}, Q_{k,2}, \dots, Q_{k,q}]$ ;

(7) 根据式(10)计算 $\mathbf{Q}$ 中最小峰值,得到 $s_{k,j}(t)$ ;

(8) 计算 $\text{id} = j + k + 1$ ,则 $s_{\text{id}}(t) = s_{k,j}(t)$ ;

(9) 回溯到 $s_{\text{id},v}(t), v = 1, 2, \dots, V$ ,根据式(11)计算 $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{id}}$ ,更新 $\tilde{\mathbf{B}}$ 的第 $\text{id}$ 行;

(10) 根据式(12)得到 $s'_{\text{id}}(t) = \sum_{v=1}^V \tilde{b}_k^v s_{\text{id},v}(t)$ ,更新 $s_{\text{id}}(t) = s'_{\text{id}}(t), k = k + 1$ ;

(11) 如果  $k \leq M/K + 1$ , 则返回步骤(6), 否则步骤(12);

(12) 计算  $s(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t)$ , 输出  $s(t), \tilde{\mathbf{B}}$ , 结束。

## 5 性能分析

### 5.1 复杂度分析

本节将对所提DO-PTS算法与传统C-PTS算法、MBO-PTS算法、S-PTS算法和SBO算法这4种算法的计算复杂度进行计算, 并给出对比分析。由于PTS算法的计算复杂度主要集中在调制和相位因子搜索上, 因此以下分析将算法过程中相对较小的计算忽略不计, 只统计调制和相位因子搜索的计算复杂度。

对于本文所提DO-PTS算法, 由式(2)可知, 第1层中数据块调制需要  $NVK N$  次复数乘法和  $(N-1)VK N + NKN$  次复数加法, 复杂度可看作  $O(NVK N) + O(NKN)$  数量级。式(8)相位因子搜索需要  $\tilde{W}^V VK N$  次复数乘法和  $\tilde{W}^V (V-1)KN$  次复数加法, PAPR计算比较需要  $2KN\tilde{W}^V$  次实数乘法和  $(KN-1)\tilde{W}^V$  次实数加法, 复杂度为  $O(\tilde{W}^V VK N) + O(KN\tilde{W}^V)$  数量级, 共有  $M$  个数据块。第2层, 选择峰值影响最大的数据块, 由式(9)复杂度为  $O(KN)$  数量级, 重新进行相位因子搜索以及PAPR计算比较的复杂度同第1层, 总共有  $M/K + 1$  组。因此, DO-PTS算法的计算复杂度为

$$CC_{\text{DO-PTS}} = (NVKN + NKN + \tilde{W}^V VK N + KN\tilde{W}^V)M + W^V V + W^V + 1 \cdot (M + K)N \quad (13)$$

同理, 可以得到其它算法的计算复杂度, 计算复杂度如表1所示, 其中, S-PTS算法如式(14)所示

$$CC_{\text{S-PTS}} = M'NKN + (NVLN + W^V VLN + LNW^V) \frac{(M+K)N}{LN} = M'NKN + (NV + W^V V + W^V) \cdot (M+K)N \quad (14)$$

表1为DO-PTS算法与其它算法计算复杂度对比, 参数设置为:  $K = 4, N = 64, M = 20, W = 2$ ,

表1 各种算法的运算复杂度

子块数	V = 4		V = 8	
	复杂度	百分比(%)	复杂度	百分比(%)
C-PTS	3440640	100	28835840	100
MBO-PTS	6635520	>100	2707947520	>100
S-PTS	1171456	34.05	4980736	17.27
SBO	1771520	51.49	6303744	21.86
DO-PTS	1865216	54.21	9070080	31.45

当  $V = 4$  时  $\tilde{W}^V = 4$ , 当  $V = 8$  时  $\tilde{W}^V = 56$ , 针对FBMC符号进行操作的算法  $M' = 2M, LN$  为S-PTS的分段长度, 表中取  $L = 4$ , 百分比为相对于C-PTS算法复杂度的百分比。可以看出, MBO-PTS算法由于  $O(W^{2V})$  数量级的相位因子搜索, 复杂度最高; 其它优化算法复杂度都比C-PTS算法低很多, 而且在子块数量  $V$  越大时复杂度减小越明显; 由式(14)可知, S-PTS算法的复杂度并不受分组数目的影响, S-PTS算法对信号进行单层相位因子搜索, 复杂度相当低。DO-PTS算法虽然固定了分组数目, 但由式(13)可知, 如果分组数目变化复杂度也同样不受影响。DO-PTS算法由于增加了双层优化的结构和数据块选择的过程, 在  $V = 8$  时复杂度相比S-PTS算法增加约14%, 但仍保持了与SBO算法相当的复杂度。因此, 下面将对算法进行仿真结果分析, 验证所提算法的性能。

### 5.2 仿真结果分析

为了验证DO-PTS算法在系统中的性能, 本文对系统发送端进行了信号优化的仿真实验。实验参数设置如下: 10000个经QAM星座映射的数据符号, 子载波数  $N = 64$ , 原型滤波函数器采用PHYDY-AS滤波器, 选取常用的  $V = 4$  和  $V = 8$  进行比较, 以验证本文算法的有效性和收敛性。此外, 采用  $CCDF = 10^{-3}$  作为PAPR抑制性能的衡量标准。

图4为所提算法两层优化的性能比较图, 图5(a), 5(b)分别是子块数量为  $V = 4$  和  $V = 8$  时的仿真结果, 图6为高阶调制效果及所提算法与传统C-PTS算法的总体PAPR比较图。如图4所示, 第2层优化在第1层的基础上获得了约0.5 dB的增益, 证明了双层优化的有效性。由图5(a)可见,  $V = 4$  时, 所提DO-PTS算法虽不如MBO-PTS算法的抑制效果, 但差距仅0.2 dB, 并且复杂度远小于MBO-PTS算法。此外, 由于对信号进行了两层优化, 相比S-PTS算法, 虽然复杂度有所增加, 但在相同分组数目  $L = 4$  时, DO-PTS算法抑制效果却提升了大约

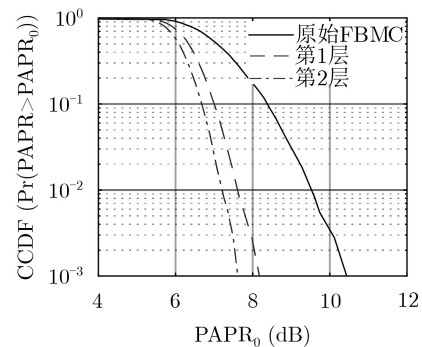


图4 DO-PTS算法两层性能比较( $V = 4$ )

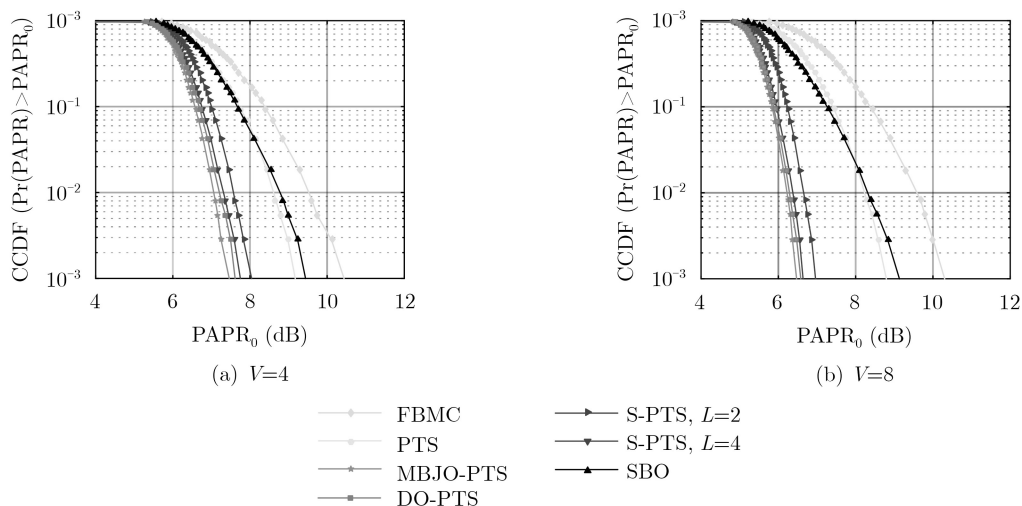


图5 各类算法PAPR抑制性能比较

0.6 dB, 甚至与更多分组数  $L = 2$  时相比, DO-PTS 算法抑制效果也提升了大约 0.2 dB。DO-PTS 算法以与 SBO 算法相近的复杂度, 获得了更大的增益, 提升了大约 1.6 dB。如图 5(b) 所示, 算法性能的提升更加显著。与  $V = 4$  时类似, DO-PTS 算法的效果与 MBO-PTS 接近。与 S-PTS 算法相比, 虽然复杂度有所增加, 但同样优于 S-PTS 算法  $L = 2$  时的效果。SBO 算法的性能增益较小, 而所提算法获得了大幅度的增益。

图 6 是采用 64QAM 的效果图, 与图 5 比较可见原系统的峰均比在高阶调制时略低于低阶调制, 而算法的参与使得性能在高阶调制时略有波动, 但差异很小, 保持了良好的稳定性, 在  $V = 8$  时 DO-PTS 算法相比传统算法抑制性能提升大约 2.4 dB, 而且传统算法在  $V = 8$  时的抑制效果远不如 DO-PTS 算法在  $V = 4$  时的抑制效果, 说明该算法能以更低的复杂度获得更高的性能, 算法随着  $V$  增大能更快地

达到收敛。综上所述, 本文所提 DO-PTS 算法是非常有效的, 具有显著的 PAPR 抑制性能。

## 6 结束语

本文提出了一种更适应于 FBMC-OQAM 系统符号重叠结构的、基于双层优化的 PTS 优化算法——DO-PTS 算法。该算法针对计算复杂度和抑制效果进行优化, 权衡了部分主流优化算法的利弊, 充分考虑数据块重叠特性, 通过对信号采取双层相位因子搜索的方式进一步降低系统的 PAPR。同时, 凭借缩小相位因子搜索范围和分组选择最大峰值影响数据块的操作, 降低了算法的计算复杂度。另外, 本文所提算法采取的分组搜索方式不对信号本身产生任何影响, 不需要额外地插值, 保证了信号传输数据率不会额外降低。该算法与主流算法的计算复杂度和仿真结果的对比分析证明了所提算法的有效性, 在具有较低计算复杂度的同时能取得更好的 PAPR 抑制性能。

## 参考文献

- [1] FARHANG-BOROJENY B. OFDM versus filter bank multicarrier[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2011, 28(3): 92–112. doi: 10.1109/msp.2011.940267.
- [2] 庞晓娇, 赵永波, 徐保庆, 等. 基于原子范数的 MIMO 雷达发射波形设计方法[J]. *电子与信息学报*, 2019, 41(9): 2143–2150. doi: 10.11999/JEIT181107.  
PANG Xiaojiao, ZHAO Yongbo, XU Baoqing, et al. An atomic norm-based transmit waveform design method in MIMO radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(9): 2143–2150. doi: 10.11999/JEIT181107.
- [3] JIANG Tao, NI Chunxing, QU Daiming, et al. Energy-efficient NC-OFDM/OQAM-based cognitive radio networks[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(7):

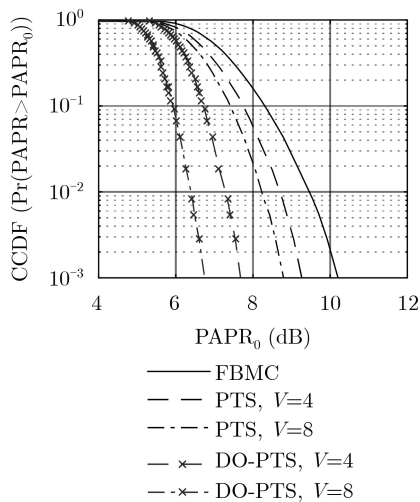


图6 所提算法与传统算法的抑制性能比较(64QAM)

- 54–60. doi: [10.1109/MCOM.2014.6852083](https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6852083).
- [4] NISSEL R, SCHWARZ S, and RUPP M. Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(8): 1768–1782. doi: [10.1109/JSAC.2017.2710022](https://doi.org/10.1109/JSAC.2017.2710022).
- [5] KIM J, PARK Y, WEON S, *et al.* A new filter-bank multicarrier system: The linearly processed FBMC system[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(7): 4888–4898. doi: [10.1109/TWC.2018.2832646](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2832646).
- [6] 庄陵, 关鹏, 马靖怡, 等. 一种基于结构优化的FIR滤波器舍入噪声性能改进方案[J]. *电子与信息学报*, 2019, 41(4): 932–938. doi: [10.11999/JEIT180480](https://doi.org/10.11999/JEIT180480).  
ZHUANG Ling, GUAN Juan, MA Jingyi, *et al.* An improvement project of roundoff noise performance of FIR filters based on structure optimization[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(4): 932–938. doi: [10.11999/JEIT180480](https://doi.org/10.11999/JEIT180480).
- [7] SHAHEEN I A, ZEKRY A, NEWAGY F, *et al.* PAPR reduction of FBMC/OQAM systems based on combination of DST precoding and A-law nonlinear companding technique[C]. 2017 International Conference on Promising Electronic Technologies, Deir El-Balah, Palestine, 2017: 38–42. doi: [10.1109/ICPET.2017.13](https://doi.org/10.1109/ICPET.2017.13).
- [8] CHOI K. Alamouti coding for DFT spreading-based low PAPR FBMC[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(2): 926–941. doi: [10.1109/twc.2018.2886347](https://doi.org/10.1109/twc.2018.2886347).
- [9] LU Shixian, QU Daiming, and HE Yejun. Sliding window tone reservation technique for the peak-to-average power ratio reduction of FBMC-OQAM signals[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2012, 1(4): 268–271. doi: [10.1109/wcl.2012.062512.120360](https://doi.org/10.1109/wcl.2012.062512.120360).
- [10] YANG Chaosan, LIU Rongke, ZHAO Ling, *et al.* Modified SLM scheme of FBMC signal in satellite communications[J]. *IET Communications*, 2019, 13(11): 1702–1708. doi: [10.1049/iet-com.2018.5101](https://doi.org/10.1049/iet-com.2018.5101).
- [11] QU Daiming, LU Shixian, and JIANG Tao. Multi-block joint optimization for the peak-to-average power ratio reduction of FBMC-OQAM signals[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(7): 1605–1613. doi: [10.1109/TSP.2013.2239991](https://doi.org/10.1109/TSP.2013.2239991).
- [12] YE Chen, LI Zijun, JIANG Tao, *et al.* PAPR reduction of OQAM-OFDM signals using segmental PTS scheme with low complexity[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2014, 60(1): 141–147. doi: [10.1109/TBC.2013.2282732](https://doi.org/10.1109/TBC.2013.2282732).
- [13] MOON J H, NAM Y R, and KIM J H. PAPR reduction in the FBMC-OQAM system via segment-based optimization[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 4994–5002. doi: [10.1109/ACCESS.2018.2794366](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2794366).
- [14] NA Dongjun and CHOI K. Low PAPR FBMC[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(1): 182–193. doi: [10.1109/TWC.2017.2764028](https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2764028).
- [15] NISSEL R and RUPP M. Pruned DFT-spread FBMC: Low PAPR, low latency, high spectral efficiency[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(10): 4811–4825. doi: [10.1109/tcomm.2018.2837130](https://doi.org/10.1109/tcomm.2018.2837130).
- 赵辉: 女, 1980年生, 教授, 硕士生导师, 研究方向为信号与图像处理、深空光通信。
- 王薇: 女, 1996年生, 硕士生, 研究方向为信号处理、多载波调制技术、信号峰均比抑制。
- 莫谨荣: 男, 1996年生, 硕士生, 研究方向为移动通信中信号处理、信号峰均比抑制、非线性失真恢复。
- 孙振江: 男, 1992年生, 硕士生, 研究方向为物联网、智能家居系统中的协作智能技术研究。
- 张天骥: 男, 1971年生, 教授, 研究方向为通信信号的调制解调、盲处理、语音信号处理。

责任编辑: 余蓉