



研究与开发

降低 GFDM 峰均功率比的低复杂度算法

蔡建辉, 李光球, 沈静洁

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 为降低广义频分复用 (GFDM) 系统的峰均功率比 (PAPR)、实现复杂度, 提出了基于 T 变换和选择性映射 (SLM) 的 TSLM 算法, 该算法的设计思想是利用 SLM 算法增加 GFDM 时域备选信号的数量以降低其 PAPR, 利用 T 变换实现串联的沃尔什-哈达玛变换和离散傅里叶反变换以降低 GFDM 系统的复杂度。为进一步降低 GFDM 系统的 PAPR, 提出了将 TSLM 算法和转换向量 (CV) 相结合的 TCSLM 算法, 利用 CV 向量进一步增加 GFDM 时域备选信号的数量。结果表明, 在子载波数为 64、子符号数为 3、相位序列数为 2 时, 与 SLM 算法相比, TSLM 算法和 TCSLM 算法的实现复杂度分别降低约 21.9% 和 60.9%; 在互补累计分布函数 (CCDF) 为 10^{-3} 时, TSLM 算法和 TCSLM 算法的 PAPR 分别降低约 0.6 dB 和 1 dB; 在误比特率为 10^{-3} 时 TSLM 算法和 TCSLM 算法的误码性能均改善约 2 dB。

关键词: 广义频分复用; 峰均功率比; 选择性映射; 转换向量; 误比特率

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2021064

Low complexity algorithm for PAPR reduction in GFDM system

CAI Jianhui, LI Guangqiu, SHEN Jingjie

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: In order to reduce the peak-to-average power ratio (PAPR) and the implementation complexity of generalized frequency division multiplexing (GFDM) system, the TSLM algorithm based on T-transform and selective mapping (SLM) was proposed. The design idea of the TSLM algorithm was to use the SLM algorithm to increase the number of GFDM time-domain alternative signals to reduce the PAPR, and to use the T-transform to realize the joint operation of the Walsh-Hadamard transform and the inverse discrete Fourier transform to reduce the complexity of the system. To further reduce the PAPR of the GFDM system, the TCSLM algorithm combining the TSLM algorithm and the conversion vector (CV) was proposed, and the CV vector was used to increase the number of GFDM time-domain alternative signals. The results show that when the number of subcarriers is 64, the number of sub symbols is 3 and the number of phase sequences is 2, compared with the SLM algorithm, the implementation complexity of the TSLM and TCSLM algorithm decreases by about 21.9% and 60.9%, respectively. When the complementary cumulative distribution function (CCDF) is 10^{-3} , the PAPR of the TSLM and TCSLM algorithm decreases by about 0.6 dB and 1 dB, respectively. The error performance of the TSLM and the TCSLM algorithm is improved by about 2 dB when the bit error rate is 10^{-3} .

Key words: generalized frequency division multiplexing, peak to average power ratio, selective mapping, conversion vector, bit error rate

收稿日期: 2020-07-15; 修回日期: 2020-11-24

通信作者: 李光球, gqli@hdu.edu.cn

1 引言

广义频分复用 (generalized frequency division multiplexing, GFDM) 是一种灵活的多载波调制方案, 具有较小的带外辐射、较低的时延、较高的频谱效率以及无须严格时间同步等优点, 非常适用于物联网、触觉互联网和工业自动化等领域应用^[1-4]。但是, GFDM 存在峰均功率比 (peak to average power ratio, PAPR) 较高的问题^[5], 需要采取措施加以解决。

降低 GFDM 系统 PAPR 的方法大致可分为信号预畸变和信号非畸变两类。信号预畸变类包括限幅法^[6]、分段非线性压缩技术^[7]、改进型压扩技术^[8]、多项式压扩技术^[9]等。非畸变类包括预编码算法^[10-12]、选择映射 (selected mapping, SLM) 法^[13]、部分序列传输法^[14]、随机分配滤波器算法^[15]等, 其中预编码算法和 SLM 算法较为常用。

预编码算法是通过降低信号的非周期相关性来降低系统的 PAPR^[12], 参考文献[10-12]分别提出用沃尔什-哈达玛变换 (Walsh-Hadamard transform, WHT)、加权分数傅里叶变换、离散哈特莱变换等来降低 GFDM 系统的 PAPR。SLM 算法是将随机产生的多个相位序列与经过星座映射的频域信号进行点乘, 之后经 GFDM 调制, 选择时域信号中 PAPR 最小的 GFDM 信号进行传输^[13]。参考文献[13]通过引入相位旋转矩阵提出了修正的 SLM 算法, 其设计思想是要获得更多的 GFDM 时域备选信号以降低 GFDM 的 PAPR。受上述设计思想的启发, 若将预编码和 SLM 算法联合应用于 GFDM 系统, 则预期可降低 GFDM 的 PAPR, 为此需要求解串联的 WHT 和离散傅里叶逆变换 (inverse discrete Fourier transform, IDFT)。参考文献[16]提出了正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 系统中可用 T 变换实现串联的 WHT 和 IDFT 以降低其 PAPR 和实现复杂度, 本文将之推广应用于 GFDM

系统, 于是提出了降低 GFDM 系统 PAPR 和实现复杂度的 TSLM 算法。

参考文献[17]提出在 OFDM 系统中引入基于转换向量 (conversion vector, CV) 的 SLM 算法, 其中转换向量由两个基向量及其循环移位构成, 该算法可有效降低 OFDM 系统的 PAPR 和实现复杂度。本文拟将 CV 向量引入 TSLM 算法, 提出了 TCSLM 算法, 该算法利用 CV 向量与 GFDM 时域信号循环卷积以产生更多的时域备选信号, 从而降低 GFDM 系统的 PAPR。下面拟从实现复杂度和仿真结果两个方面证明 TSLM 算法和 TCSLM 算法的有效性。

2 GFDM 收发信机及 SLM 算法

2.1 GFDM 收发信机

GFDM 收发信机框架如图 1 所示。输入比特流先经正交幅度调制 (quadrature amplitude modulation, QAM) 得到长度为 $N = KM$ 的 QAM 调制信号矢量 $\mathbf{d}$, 经串并变换形成 M 个子符号、 K 个子载波的数据块结构, 其中, $d_{k,m}$ 表示第 m 个子符号中第 k 个子载波上传输的数据符号, $k = 0, 1, \dots, K-1$, $m = 0, 1, \dots, M-1$ 。然后经过由 IDFT 和上采样、滤波、循环移位、求和操作 (简称 UFCS 模块) 等组成的 GFDM 调制器得到 $N \times 1$ 维的输出向量 $\mathbf{x}$, 最后添加循环前缀 (cyclic prefix, CP) 并发送出去。输出向量 $\mathbf{x}$ 可表示为^[12]:

$$\mathbf{x} = \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{P}^{(m)} \mathbf{D}^{(M)} \mathbf{Q}^{(M)} \mathbf{F} \mathbf{d}_m \quad (1)$$

其中, $\mathbf{d}_m = (d_{0,m}, d_{1,m}, \dots, d_{K-1,m})^T$ 表示第 m 个子符号, $(\cdot)^T$ 表示转置, $\mathbf{F}$ 是 $K \times K$ 维的 IDFT 矩阵; $\mathbf{Q}^{(M)}$ 由 M 个 $K \times K$ 维的单位矩阵 $\mathbf{I}_K$ 串联而成, 即 $\mathbf{Q}^{(M)} = [\mathbf{I}_K, \dots, \mathbf{I}_K]^T$, 该操作可等效于对每个子符号进行 M 倍的上采样处理; $\mathbf{D}^{(M)}$ 是 $N \times N$ 维的滤波器矩阵, 其对角线元素由升余弦 (raised cosine filter, RC) 滤波器 $g[n]$ 组成, 其余元素为 0, $g[n]$ 的时域形式为 $g[n] = \text{sinc}(n) \cos(\pi \alpha n) / (1 - 4\alpha^2 n)$,

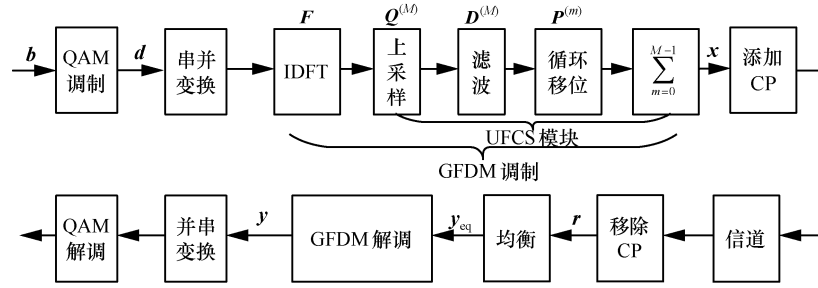


图1 GFDM收发信机框架

其中, $n=0,1,\dots,N-1$, α 为 RC 滤波器的滚降系数; $\mathbf{P}^{(m)}$ 是 $N \times N$ 维矩阵, 定义为 $\mathbf{P}^{(m)} = \psi(\mathbf{p}^{(m)}) \otimes \mathbf{I}_K$, 每个子符号通过 $\mathbf{P}^{(m)}$ 变换到其对应位置, 其中, $\otimes$ 表示克罗内克积, $\psi(\mathbf{p}^{(m)})$ 是 $M \times M$ 维的循环矩阵, $\mathbf{p}^{(m)}$ 表示第 m 个位置的元素为 1 而其余为 0 的 $M \times 1$ 维向量, $\mathbf{p}^{(m)}$ 是 $\psi(\mathbf{p}^{(m)})$ 矩阵的第一列, 其余 $M-1$ 列是 $\mathbf{p}^{(m)}$ 的循环移位。

GFDM 信号的 PAPR 定义^[7]为信号的峰值功率 $\max\{\|\mathbf{x}\|^2\}$ 与平均功率之比 $E\{\|\mathbf{x}\|^2\}$:

$$\text{PAPR} = \max\{\|\mathbf{x}\|^2\} / E\{\|\mathbf{x}\|^2\} \quad (2)$$

通常用互补累积密度函数 (complementary cumulative density function, CCDF) 表示 PAPR 的性能, CCDF 定义为 PAPR 超过某一设定门限 γ_0 的概率, $\text{CCDF}(\gamma_0) = \text{Prob}\{\text{PAPR} > \gamma_0\}$ 。

考虑参考文献[2]中的频率选择性信道, 其脉冲抽头响应可假定为 $\mathbf{h}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l)$, 其中, τ_l 和 h_l 分别表示第 l 条路径时延和信道增益, 其中, $h_l = 10^{-l/(L-1)}$ ($l=0, \dots, L-1$)。假设接收机具有理想的信道状态信息和时频同步, 移除 CP 后的接收信号为 $\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{v}$, 其中, $\mathbf{H}$ 是 $N \times N$ 维循环矩阵^[12], 第一列的前 L 个元素由 $h_0, h_1, \dots, h_{L-1}$ 构成, 剩余 $N-L$ 个元素为 0, 其余 $N-1$ 列是第一列的循环移位, 加性白高斯噪声 $\mathbf{v}$ 服从 $\text{CN}(0, \sigma_v^2)$ 分布。

信号 $\mathbf{r}$ 经过均衡后得到信号 $\mathbf{y}_{\text{eq}} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{v} = \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{v}}$, 其中, $\tilde{\mathbf{v}}$ 表示均衡后的噪声; 信号 $\mathbf{y}_{\text{eq}}$ 通过 GFDM 解调模块完成循环移位、滤波、下采样等操作得到信号 $\mathbf{y}$, 表示为^[12]:

$$\mathbf{y} = \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{F}^H (\mathbf{Q}^{(M)})^T \text{diag}(\boldsymbol{\beta}) (\mathbf{P}^{(m)})^T \mathbf{y}_{\text{eq}} \quad (3)$$

其中, $\text{diag}(\bullet)$ 为对角矩阵, 其对角线元素为 $\beta[n]=1/g[n]$, 是迫零接收滤波器的脉冲响应; $\mathbf{F}^H$ 表示 $K \times K$ 维的离散傅里叶变换 (discrete Fourier transform, DFT) 矩阵。最后, 经 GFDM 解调的输出信号 $\mathbf{y}$ 通过并串变换和 QAM 解调得到原始输入比特流的估值。本文 GFDM 系统的参数、数学符号和矩阵函数的定义见表 1。

表1 系统参数、数学符号和矩阵函数的定义

参数	定义	参数	定义
K	子载波数	$\mathbf{R}^u$	$N \times 1$ 维相位序列
M	子符号数	$\mathbf{T}$	$K \times K$ 维 T 矩阵
N	$N = KM$	$\mathbf{W}$	$K \times K$ 维 WHT 矩阵
U	相位序列数	$\mathbf{D}^{(M)}$	$N \times N$ 维滤波矩阵
$(\bullet)^T$	转置	$\mathbf{Q}^{(M)}$	$N \times 1$ 维上采样矩阵
$\text{diag}(\bullet)$	对角矩阵	$\mathbf{G}$	$N \times 1$ 维 CV 向量
$(\bullet)^{-1}$	求逆	$\mathbf{H}$	$N \times N$ 维信道矩阵
$\otimes$	克罗内克积	$\mathbf{I}_K$	$K \times K$ 维单位矩阵
$\odot$	循环卷积	$\mathbf{P}^{(m)}$	$N \times N$ 维循环移位矩阵
$\langle \bullet \rangle_K \triangleleft$	模 K 运算	$\mathbf{F}$	$K \times K$ 维 IDFT 矩阵

2.2 SLM 算法

降低 GFDM 系统 PAPR 的 SLM 算法原理如图 2 所示, 该算法将 QAM 调制信号 $\mathbf{d}$ 与 U 个随机相位序列 $\mathbf{R}^u = [r_0^u, r_1^u, \dots, r_{N-1}^u]$ 进行点乘获得 U 个备选信号 $\mathbf{X}_u = \mathbf{R}^u \cdot \mathbf{d}$, 其中, $r_q^u = \exp(j\varphi_q^u)$, φ_q^u 在 $[0, 2\pi]$ 服从均匀分布, $u=1, 2, \dots, U$, $q=0, 1, \dots, N-1$, 然后通过串并变换、GFDM 调制后选择 PAPR 最小的 GFDM 信号进行传输^[13]。

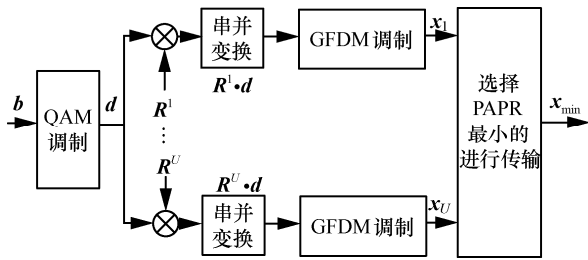


图2 降低 GFDM 系统 PAPR 的 SLM 算法原理

3 改进的 SLM 算法

3.1 TSLM 算法

WHT 变换能够有效降低 GFDM 系统的 PAPR^[10]，因此，本文将 WHT 变换和 SLM 算法相结合提出了一种改进的低复杂度 TSLM 算法，如图 3 所示，但在该算法中需要完成串联的 WHT 变换和 IDFT 变换，计算相对复杂。经分析可知，参考文献[16]中用于 OFDM 系统的 T 变换可以实现本文中串联的 WHT 变换和 IDFT 变换，因此本文提出利用 T 变换降低 GFDM 系统的 PAPR，同时利用 T 变换的稀疏特性降低其实现复杂度。

低复杂度 TSLM 算法的实现步骤如下：

- (1) 将 QAM 调制信号与 U 个不同的随机相位序列 R^U 进行点乘；
- (2) 将点乘后的 U 个信号进行串并变换；
- (3) 将串并变换后的信号依次通过 T 变换和 UFCS 模块完成 T-GFDM 调制；
- (4) 从 U 个 GFDM 时域备选信号中选择 PAPR 最小的信号进行传输。

由参考文献[16]的式 (9) 可得以上步骤中 T 变换矩阵为：

$$T = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} 2A_{K/2}W_{K/2} & 0 \\ 0 & 2B_{K/2}W_{K/2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中：

$$W_K = \begin{bmatrix} W_{K/2} & W_{K/2} \\ W_{K/2} & -W_{K/2} \end{bmatrix}$$

$W_1 = 1$ ； A_K 矩阵和 B_K 矩阵的第 r 行分别表示为 $A_K^r = [w_K^{r-0}, w_K^{r-1}, \dots, w_K^{r-(K-1)}]$ ， $B_K^r = [w_K^{(r+1)-0}, w_K^{(r+1)-1}, \dots, w_K^{(r+1)-(K-1)}]$ ， $w_K = \exp(j2\pi/K)$ ， $r = 0, 1, \dots, K-1$ 。

3.2 TCSLM 算法

增加备选 GFDM 信号可以降低系统的 PAPR，本文在 TSLM 算法的基础上引入 CV 向量，提出了 TCSLM 算法，其基本原理是将经过 T-GFDM 调制后的信号与 CV 向量进行循环卷积，该操作增加了 T-GFDM 时域备选信号数目，但没有增加系统的复数乘运算次数，原理如图 4 所示。

TCSLM 算法的实现步骤如下：

- (1) 将 QAM 调制信号与 U 个不同的随机相位序列 R^U 点乘；
- (2) 将点乘后的 U 个信号进行串并变换；
- (3) 对串并变换后的信号进行 T-GFDM 调制；
- (4) T-GFDM 调制后的信号通过 CV 向量，此时时域备选信号的个数为 $2U$ ；
- (5) 从 $2U$ 个时域备选信号中选择 PAPR 最小的信号传输。

在上述 TCSLM 算法中，采用参考文献[17]中的 CV 向量： $G(c, a) = G_1 + cG_2^a$ ，其中 $c \in \{\pm 1, \pm j\}$ ，基向量分别为 $G_1 = [g_1[0], \mathbf{0}, g_1[N/4], \mathbf{0}, g_1[N/2], \mathbf{0}]^T$ ， $G_2 = [g_2[0], \mathbf{0}, g_2[N/4], \mathbf{0}]$ ，

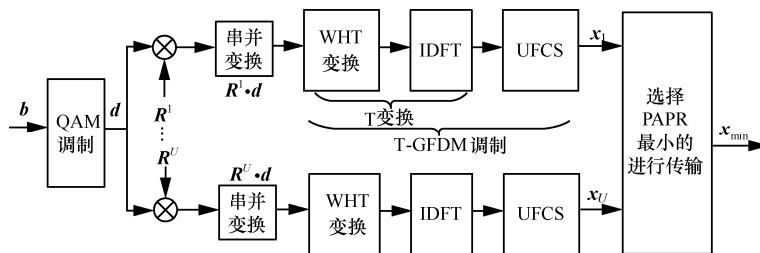


图3 降低 GFDM 系统 PAPR 的 TSLM 算法原理

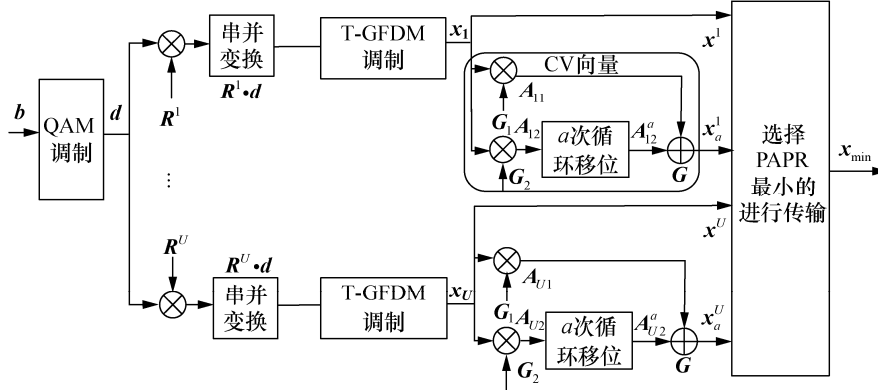


图4 降低 GFDN 系统 PAPR 的 TCSLM 算法原理

$g_2[N/2, \mathbf{0}]^T$, 其中, $\mathbf{0}$ 表示长度为 $N/4-1$ 的零向量; 当 $N/4 \geq 1$ 时, $g_1[0] \in \{-1, 1\}$, $g_2[N/4] \in \{\pm j, -1 \pm j\}$, 其他元素取值由参考文献[17]中的式(19)给出; G_2^a 可由 G_2 循环右移 a 位得到, $a = 0, 1, \dots, N-1$ 。

根据循环卷积的线性性质, 经过 CV 向量而生成的 GFDN 时域备选信号 x_u^a 可表示为:

$$\begin{aligned} x_u^a &= x_u \odot G(a) = x_u \odot \{G_1 + cG_2^a\} = \\ x_u \odot G_1 + c\{x_u \odot G_2^a\} &= A_{u1} + A_{u2}^a \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $\odot$ 表示循环卷积, A_{u2}^a 的第 n 个元素可由 A_{u2} 的第 $n-a$ 个元素循环右移 a 位得到, 每次循环卷积并不会增加复数乘次数。

4 性能分析

4.1 实现复杂度分析

本节对采用 SLM、WHT-SLM、TSLM 和 TCSLM 算法的各 GFDN 系统进行发射端复数乘法和复数加法的复杂度分析。参考文献[12, 15, 18-19]对 GFDN 系统的实现复杂度分析均以复数乘法作为性能指标, 故本文将复数乘法作为实现复杂度分析的性能指标。

根据式(1), 图1的 GFDN 调制需要以下步骤: (1) M 次 K 点的 IFFT 变换, 一次 K 点的 IFFT 变换需要执行 $K \lg K / 2$ 次复数乘和 $K \lg K$

次复数加; (2) M 次滤波, 一次滤波需要执行 $KM/2$ 次复数乘。因此, GFDN 调制的复数加次数 $J = MK \lg K$, 复数乘次数 C 为^[12]:

$$C = MK(M + \lg K)/2 \quad (6)$$

根据参考文献[16], 一次 K 点的 T 变换需要执行的复数乘和复数加次数分别为 $(K \lg K)/2 - (K-1)$ 和 $(3K \lg K)/2 - 3(K-1)$ 。图3中的 T-GFDN 调制需要以下步骤: (1) M 次 K 点的 T 变换; (2) M 次滤波。因此, T-GFDN 调制的复数乘和复数加次数分别为 $C - M(K-1)$ 和 $3J/2 - 3M(K-1)$ 。

SLM 算法是利用 U 个随机相位序列产生 U 个频域备选信号, 然后进行 U 次的 GFDN 调制得到 U 个时域备选信号。因此, SLM 算法的复数乘和复数加次数分别为 UC 和 UJ 。

根据图2和图3, TSLM 算法是在 SLM 算法的基础上利用 T 变换实现串联的 WHT 变换和 IDFT 变换, 而 WHT 变换由于其元素由 1 和 -1 构成不会增加 WHT-SLM 算法的复杂度, 故 WHT-SLM 算法的复数乘和复数加次数分别为 UC 和 UJ 。TSLM 算法需要进行 U 次的 T-GFDN 调制, 因此, TSLM 算法的复数乘和复数加次数分别为 $U[C - M(K-1)]$ 和 $3U[J/2 - M(K-1)]$ 。4 种降低 GFDN 系统 PAPR 算法的发射端实现复杂度比较见表2。

表2 4种降低 GFDM 系统 PAPR 算法的

发射端实现复杂度比较

算法类型	复数乘次数	复数加次数
SLM ^[12]	UC	UJ
WHT-SLM ^[13]	UC	UJ
TSLM	$U(C-M(K-1))$	$3U(J/2-M(K-1))$
TCSLM	$0.5U(C-M(K-1))$	$3U(J/2+M)/2$

根据图3和图4, TCSLM 算法是在 TSLM 算法的基础上利用 CV 向量得到了 $2U$ 个时域备选信号, 需要以下步骤: (1) U 次的 T-GFDM; (2) U 个 T-GFDM 调制信号与 CV 向量循环卷积得到 $2U$ 个时域备选信号, 需要执行 $3UKM$ 次复数加^[17]。因此, TCSLM 算法的复数乘和复数加次数分别为 $U[C-M(K-1)]$ 和 $3U(M+J/2)$, 产生相同数量的备选信号, TCSLM 算法的复数乘次数是 TSLM 的 $1/2$ 。

4.2 仿真结果

本文通过计算机仿真比较采用上述4种降低 PAPR 算法的 GFDM 系统性能。仿真参数设置如下: 图5中子载波数 K 取值为 $64 \sim 1024$, 相位序列数 $U=2, 8$; 图6中取 $K=64$, $U=2, 8$; 图7中取 $K=64$, $U=2$; 其余参数均为子符号数 $M=3$, RC 滤波器的滚降系数取 0.1 , 调制方式采用 16QAM, CP 长度取 16 。

图5为 GFDM 系统的实现复杂度(即复数乘法次数)随子载波数 K 的变化曲线, 其中考虑了 SLM、WHT-SLM、TSLM、TCSLM 4种降低 PAPR 算法。由图5可知:

(1) 随着相位序列数增加, 不同算法的复杂度随之增加;

(2) 当不同算法的 GFDM 系统的随机相位序列 U 取相同值时, 算法复杂度排序由高到低依次是 SLM(或 WHT-SLM)、TSLM、TCSLM 算法, 当 $K=64$ 、 $U=2$ 时, SLM(或 WHT-SLM) 算法、TSLM 算法和 TCSLM 算法的复数乘次数依次为 1728 、 1350 和 675 次, 与 SLM(或 WHT-SLM)

算法相比, TSLM 和 TCSLM 算法实现复杂度分别降低约 21.9% 和 60.9% 。

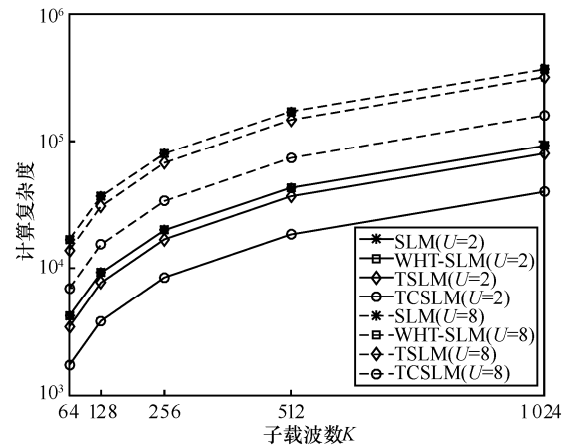


图5 不同算法的 GFDM 系统复杂度对比

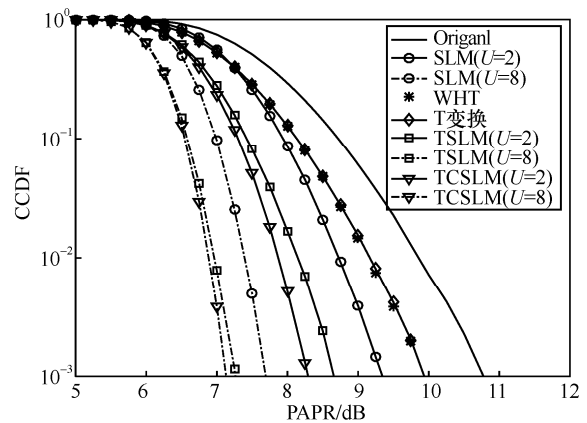


图6 不同算法的 GFDM 系统 PAPR 降低效果对比

采用不同算法降低 GFDM 系统 PAPR 的 CCDF 性能曲线如图6所示。由图6可知:

(1) 随机相位序列数 U 越大, SLM、TSLM 和 TCSLM 算法降低 PAPR 的效果越好, 当 $CCDF=10^{-3}$, 相位序列数 $U=8$ 时, 采用 SLM、TSLM 和 TCSLM 算法的 GFDM 系统 PAPR 值比 $U=2$ 时分别降低约 1.6 dB 、 1.4 dB 、 1.2 dB ;

(2) 采用 WHT 和 T 变换的 CCDF 曲线基本重合, 结合表2可知 T 变换能够保持降低 PAPR 的效果并且降低复杂度;

(3) 降低 GFDM 系统 PAPR 效果排序由强到弱排序依次是 TCSLM、TSLM 和 SLM 算法, 如



当CCDF = 10^{-3} , 相位序列数 $U=2$ 时, 采用 TCSLM 算法的 GFDM 系统 PAPR 值比采用 TSLM、SLM 算法降低约 0.4 dB、1 dB。

在频率选择性信道下采用不同算法的 GFDM 系统的误比特率 (bit error rate, BER) 性能曲线见图 7, 与参考文献[2]中一样, 在仿真中设置 $L=16$, 由图 7 可知以下结论。

(1) SLM 算法与原始 GFDM 系统的 BER 性能基本相同, 这是因为 SLM 算法将选定的相位序列作为边带信息进行传输^[20], 接收机能够根据边带信息正确恢复出原始信号。如当 SNR=12 dB 时, SLM 算法与原始 GFDM 系统的 BER 分别约为 0.059 78 和 0.059 72。

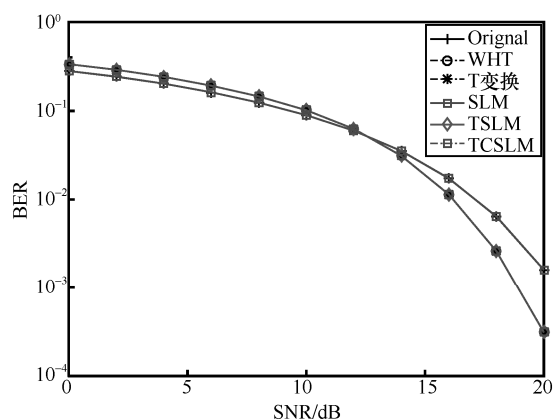


图 7 不同算法的 GFDM 系统 BER 性能对比

(2) 采用 WHT 变换、T 变换、TSLM、TCSLM 等算法的各 GFDM 系统的 BER 性能基本相同, 这是因为 T 变换实现了串联的 WHT 变换和 IDFT 变换, 可保持与 WHT 变换基本相同的 BER 性能^[16]; TSLM 算法是在 SLM 算法的基础上引入 T 变换, 接收机能够根据 T 反变换和边带信息恢复出原始信号, 因而 TSLM 算法保持了与 T 变换基本相同的 BER 性能; TCSLM 算法是在 TSLM 算法的基础上引入 CV 向量, 由于 CV 向量的周期性自相关函数是冲激函数, 其所有元素具有相同的大小, 不会造成系统 BER 性能的损失^[21], 因此, TCSLM 和 TSLM 算法的 BER 曲线基本相同。如当

SNR=12 dB 时, WHT 变换、T 变换、TSLM 和 TCSLM 算法的 BER 分别约为 0.062 72、0.062 60、0.062 68 和 0.062 81。

(3) 包含 WHT 预编码算法的 GFDM 系统能够有效对抗频率选择性衰落, 但在低信噪比 (SNR<12 dB) 下系统的 BER 性能要劣于 GFDM 系统, 这是因为 ZF 解调引入的噪声分量在解码操作过程中对其他子载波造成了干扰^[10], 低信噪比下该干扰对系统 BER 性能的影响大于预编码方法改善效果。

综合图 6 和图 7 可知, TSLM 算法、TCSLM 算法均能够有效降低 GFDM 系统的实现复杂度和 PAPR 值, 同时基本不会造成其 BER 性能的损失。

5 结束语

本文提出了 TSLM 算法、TCSLM 算法降低 GFDM 系统的 PAPR, TSLM 算法的特点是利用 T 变换实现串联的 WHT 变换与 IDFT 变换, 达到同时降低 GFDM 系统 PAPR 和实现复杂度的目的; TCSLM 算法是在 TSLM 算法的基础上使用转换向量进一步扩充时域备选 GFDM 信号的数目, 从而进一步降低 GFDM 系统的 PAPR。计算机仿真结果验证了 TSLM 算法和 TCSLM 算法的有效性; 在高信噪比下还能够改善 GFDM 系统的 BER 性能; 增加随机相位序列 U , 可进一步改善 GFDM 系统的 PAPR 性能, 其代价是实现复杂度会略微增加。

参考文献:

- [1] FETTWEIS G, KRONDORF M, BITTNER S. GFDM- generalized frequency division multiplexing[C]//Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1-4.
- [2] MICHAÏLOW N, MATTHÉ M, GASPARI S, et al. Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(9): 3045-3061.
- [3] 张建敏, 谢伟良, 杨峰义, 等. 5GMEC 融合架构及部署策略[J]. 电信科学, 2018, 34(4): 109-117.

- ZHANG J M, XIE W L, YANG F Y, et al. 5G mobile/multi-access edge computing integrated architecture and deployment strategy[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(4): 109-117.
- [4] 吴虹, 刘兵, 赵迎新, 等. 广义频分复用通信系统抑制干扰技术[J]. 上海交通大学学报, 2017, 51(9): 1117-1123.
- WU H, LIU B, ZHAO Y X, et al. Research on interference suppression in generalized frequency division multiplex system[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2017, 51(9): 1117-1123.
- [5] LIU K M, DENG W F, LIU Y A. Theoretical analysis of the peak-to-average power ratio and optimal pulse shaping filter design for GFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019, 67(13): 3455-3470.
- [6] SENDREI L, MARCHEVSKY S, MICHAILOW N, et al. Iterative receiver for clipped GFDM signals[C]//Proceedings of IEEE 24th International Conference Radioelektronika. Piscataway: IEEE Press, 2014: 1-4.
- [7] LI Y H, DENG W F. A novel piecewise nonlinear companding transform for PAPR reduction in GFDM[C]//Proceedings of 2018 10th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-5.
- [8] ZHAO Y Q, WU C T, WU L W, et al. GFDM system PAPR reduction based on MCT method[C]//Proceedings of International Conference on Communications, Signal Processing, and Systems (ICCSP). Singapore: Springer Press, 2017: 923-934.
- [9] SHARIFIAN Z, OMIDI M J, FARHANG A, et al. Polynomial-based compressing and iterative expanding for PAPR reduction in GFDM[C]//Proceedings of IEEE 23rd Conference on Electrical Engineering. Piscataway: IEEE Press, 2015: 518-523.
- [10] MICHAILOW N, MENDES L, MATTHE M, et al. Robust WHT-GFDM for the next generation of wireless networks[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(1): 106-109.
- [11] WANG Z D, MEI L, WANG X L, et al. WFRFT precoding for generalized frequency division multiplexing[C]//Proceedings of 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [12] MATTHE M, MENDENS L, GASPAR I, et al. Precoded GFDM transceiver with low complexity time domain processing[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2016, 138(1): 1-9.
- [13] VALLURI S, MANI V V. A novel approach for reducing complexity in the SLM-GFDM system[J]. Physical Communication, 2019, 34: 188-195.
- [14] 王婷. GFDM 系统中基于 PTS 方法的峰均比降低技术的研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2017.
- WANG T. Study on PAPR reduction technique based on PTS method in GFDM system[D]. Xi'an: Xidian University, 2017.
- [15] 张苗, 谢显中, 吴垒, 等. GFDM 系统中基于随机滤波器分配的降低 PAPR 算法[J]. 电信科学, 2016, 32(9): 36-43.
- ZHANG M, XIE X Z, WU L, et al. Algorithm based on randomly assigning filters to reduce PAPR in GFDM system[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(9): 36-43.
- [16] AHMED M S, BOUSSAKTA S, SHARIF B, et al. OFDM based on low complexity transform to increase multipath resilience and reduce PAPR[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(12): 5994-6007.
- [17] 季策, 祝雯靖, 魏颖, 等. 降低 OFDM 系统 PAPR 的改进 SLM 算法[J]. 通信学报, 2018, 39(4): 152-158.
- JI C, ZHU W J, WEI Y, et al. Improved SLM algorithm for PAPR reduction in OFDM system[J]. Journal on Communications, 2018, 39(4): 152-158.
- [18] SHARIFIAN Z, OMIDI M J, SAEEDI-SOURCK H, et al. Linear precoding for PAPR reduction of GFDMA[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016, 5(5): 520-523.
- [19] DIAS W D, MENDES L L, RODRIGUES J J P C. Low complexity GFDM receiver for frequency-selective channels[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(7): 1166-1169.
- [20] WANG C L, OUYANG Y. Low-complexity selected mapping schemes for peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(12): 4652-4660.
- [21] LI C P, WANG S H, LEE K S, et al. Novel low-complexity SLM schemes for PAPR reduction in OFDM systems[C]//Proceedings of IEEE GLOBECOM 2008 - 2008 IEEE Global Telecommunications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1-5.

[作者简介]



蔡建辉 (1995-), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信。



李光球 (1966-), 男, 博士, 杭州电子科技大学教授, 主要研究方向为无线通信、信息论与编码, 已主持完成 3 项国家自然科学基金项目和 3 项省部级基金项目。

沈静洁 (1996-), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信。