

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2210165

# 基于 DFT 扩频技术的 FBMC/OQAM 系统峰均比研究\*

李 轩 张雪冰

(沈阳航空航天大学电子信息工程学院 沈阳 110136)

**摘要:** 针对基于偏移正交幅度调制的滤波器组多载波系统峰均功率比较高的情况,将 DFT 扩频技术加以改进应用到 FBMC/OQAM 中,提出了一种移除 DFT 矩阵中输入基脉冲的剪枝 DFT 扩频(Pruned-DFTs)技术。该技术通过移除 DFT 矩阵中基脉冲,来实现将发送端较少子载波上的符号映射到较多子载波上传输,进而来减少子载波之间的重叠,降低系统 PAPR,使系统具有优良峰均比性能。该技术充分利用了 DFT 扩频的单载波效应,解决了多载波系统普遍存在的峰均比较差的问题。最后的仿真结果证明,本方案可实现与 SC-FDMA 相媲美的峰均比性能,并可有效降低系统 BER,而且该技术可使系统传输信号在时间上的重叠大大减小,使平均传输功率显示出几乎完美的矩形形状,但计算复杂度仅略微提高 2 倍。

**关键词:** FBMC/OQAM;峰均功率比;DFT 扩频技术;SC-FDMA

**中图分类号:** TN929.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

## Research on peak-to-average ratio of FBMC/OQAM system based on DFT spreading technology

Li Xuan Zhang Xuebing

(College of Electronic and Information Engineering, Shenyang Aerospace University, Shenyang 110136, China)

**Abstract:** Aiming at the high peak to average power ratio of the filter bank multi-carrier system with offset quadrature amplitude modulation, the DFT-spreading technology is improved and applied to FBMC/OQAM system, a technology called Pruned-DFTs which by removing the input base pulse to spread DFT matrix has been proposed. By removing the base pulse in the DFT matrix, symbols on fewer subcarriers at the transmitter are mapped to more subcarriers for transmission, which reduces the overlap between subcarriers to decrease the PAPR of the FBMC/OQAM system and makes the system have better performance in terms of peak to average power ratio. This technique fully exploits the single carrier effect of DFT-spreading like Single Carrier-Frequency-Division Multiple Access (SC-FDMA) and solves the problem of poor peak to average power ratio in multi-carrier system. Finally, the simulation results show that this scheme can achieve the same peak to average ratio performance as SC-FDMA and effectively reduce the Bit Error Rate (BER) of the system while reducing PAPR. Moreover, this technique can greatly reduce the time overlap of signals transmitted by the system, and make the average transmitted power show almost perfect rectangular shape, but the computational complexity is only slightly increased by 2 times.

**Keywords:** FBMC/OQAM;PAPR;DFT-spreading;SC-FDMA

### 0 引 言

与正交频分复用(OFDM)系统相比,偏移正交幅度调制的滤波器组多载波系统(FBMC/OQAM)系统具有很小的邻带频谱泄露,极大地提高了系统的频谱利用率,且不要

求子载波之间的正交,节约了保持载波正交的资源,极大地缩短了通信设备接入网络的时间<sup>[1]</sup>。FBMC/OQAM 传输系统因具有较高的频谱效率<sup>[2]</sup>,被认为是正交频分复用(OFDM)系统的一种替代方案,也成为在 5G 无线通信系统<sup>[3]</sup>中使用的关键调制技术之一<sup>[4]</sup>。因此,其优良特性

收稿日期:2022-05-31

\* 基金项目:辽宁省“兴辽英才计划”项目(XLYC1907022)、辽宁省重点研发计划项目(2020JH2/10100045)资助

也引起广大学者的研究,包括原型滤波器的设计<sup>[5]</sup>、频域均衡<sup>[6]</sup>、信道估计<sup>[7]</sup>、峰均比抑制<sup>[8]</sup>和时间同步<sup>[9]</sup>等。尽管 FBMC/OQAM 具有很多优点,但作为多载波系统,峰均比 (Peak Average Power Ratio, PAPR) 较高的问题仍无可避免。峰值功率较高会要求系统的功率放大器具有较大的动态线性范围<sup>[10]</sup>,而非线性区域内,较高的峰值功率会导致信号畸变和失真,有损系统的性能,因此必须抑制系统的 PAPR。

因为 FBMC/OQAM 系统时域符号的延迟叠加特性,致使有效抑制 OFDM 系统 PAPR 的算法并不适合直接应用于 FBMC/OQAM 系统。目前 OFDM 系统中降 PAPR 的算法已经非常成熟,研究抑制 FBMC/OQAM 系统的 PAPR 时这些算法可用以参考。文献[11]提出通过使用滤波器组而不是 DFT 进行预编码来降低 PAPR。该方法虽然能够降低系统峰均比,但其性能不高,并且增加了开销和更高的计算复杂度。文献[12]提出了一种以同时移多载波 (ITSM) 为条件的 DFT 扩频方案,实现了可与单载波频分多址接入 (SC-FDMA)<sup>[13]</sup> 技术相媲美的低 PAPR,同时继承了 FBMC/OQAM 的所有优点,如出色的带外 (OOB) 发射抑制能力和不需要 CP,但与 SC-FDMA 不同的是,该方案可以以侧信息为代价实现较低的 PAPR,并增加了总体复杂性。文献[14]中基于段的部分传输序列 (PTS) 方案需要的复杂性较高,并且连续的小段之间周期性零插入在一定程度上牺牲了数据速率。

为了充分利用 DFT 扩频技术的单载波效应,本文根据 SC-FDMA 系统的实现提出了一种剪枝 DFT 扩频技术 (Pruned-DFTs),将传统 DFT 矩阵输入的一半样本进行移除即将其设置为 0。仿真结果证明,该方案能够有效降低系统的 PAPR 和误码率 (BER)。

## 1 FBMC/OQAM 系统模型

### 1.1 FBMC/OQAM 连续时间系统模型

$K$  个 FBMC/OQAM 符号在时间上的传输,每个符号由  $L$  个子载波组成。在时域内传输的信号  $s(t)$  表示如下<sup>[15]</sup>:

$$s(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L g_{l,k}(t) x_{l,k} \quad (1)$$

其中,  $x_{l,k}$  表示在子载波位置  $l$  和时间位置  $k$  处的传输符号,通常从脉冲幅度制 (PAM) 信号星座中选择,式(1)中的基脉冲  $g_{l,k}(t)$  如下:

$$g_{l,k}(t) = p(t - kT) e^{j2\pi F(t - kT)} e^{j\frac{\pi}{2}(l+k)} \quad (2)$$

$g_{l,k}(t)$  是原型滤波器  $p(t)$  的时间和频率移位版本。 $T$  表示时间间隔,  $F$  表示频率间隔 (子载波间隔)。通过信道传输后,将接收到的信号  $r(t)$  映射到基脉冲  $g_{l,k}(t)$  上,对接收到的符号进行解码,即:

$$y_{l,k} = \langle r(t), g_{l,k}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) g_{l,k}^*(t) dt \quad (3)$$

式中:  $\langle \cdot \rangle$  为  $r(t)$  和  $g_{l,k}(t)$  的内积,“ $*$ ”代表复共轭。

FBMC/OQAM 的工作原理: 首先,设计原型滤波器  $p(t)$  为实值偶函数,即  $p(t) = p(-t)$ ; 其次,正交的时频间隔  $T \times F = TF = 2$ ,但为了提高 FBMC/OQAM 的光谱效率,时频间距都降低 2 倍,因此  $TF = 0.5$ ; 最后通过式(2)中相位项  $e^{j\frac{\pi}{2}(l+k)}$  使固有干扰集中在虚部。

### 1.2 FBMC/OQAM 离散时间系统模型

为了简化分析研究,此处采用文献[15]提到的考虑基于矩阵的离散时间系统模型。文献[15]中提出以  $f_s = 1/\Delta t = FN_{FFT}$  的速率对式(2)中的基脉冲进行采样,并叠加在基脉冲向量  $\mathbf{g}_{l,k} \in C^{N \times N}$ , 根据:

$$[\mathbf{g}_{l,k}]_i = \sqrt{\Delta t} g_{l,k}(t) |_{t=(i-1)\Delta t}^{(i-1)\Delta t} \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

其中,  $O$  表示重叠因子,样本总数  $N = ON_{FFT} + \frac{N_{FFT}}{2}(K-1)$ 。

利用式(4)定义时间位置  $k$  的基础脉冲矩阵,  $\mathbf{G}_k = [g_{1,k} \dots g_{L,k}] \in C^{N \times L}$ , 总基础脉冲矩阵  $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1 \dots \mathbf{G}_K] \in C^{N \times LK}$ , 式(1)中的采样发射信号  $\mathbf{s} \in C^{N \times 1}$ , 即:

$$\mathbf{s} = \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{x}_k = \mathbf{G} \mathbf{x} \quad (5)$$

$\mathbf{x}_k = [x_{1,k} \dots x_{L,k}]^T \in C^{L \times 1}$  表明传输符号在时间位置  $k$  以及  $\mathbf{x} = \text{vec}\{[x_1 \dots x_K]\} \in C^{LK \times 1}$  以矢量形式传输的所有符号。本文用带状的时变卷积矩阵  $\mathbf{H} \in C^{N \times N}$  来模拟双选信道上的传输,  $[\mathbf{H}]_{i,j} = h_{conv.}[i, i-j]$ , 时变脉冲响应为  $h_{conv.}[i, m_r]$ , 加性高斯白噪声向量  $\mathbf{n} \sim CN(0, P_n \mathbf{G}^H \mathbf{G})$ ,  $P_n$  表示时域的噪声功率,接收信号  $\mathbf{r} \in C^{N \times 1}$  可以表示为:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (6)$$

整个传输系统,被  $G^H$  调制后,可以写为:

$$\mathbf{y} = G^H \mathbf{H} \mathbf{G} \mathbf{x} + G^H \mathbf{n} \quad (7)$$

$$\approx \text{diag}\{h\} G^H \mathbf{G} \mathbf{x} + G^H \mathbf{n} \quad (8)$$

其中,  $\mathbf{y} \in C^{LK \times 1}$  表示接收信号。如果延迟或者多普勒频移足够低,则可以忽略信道引起的干扰。因此根据式(8)可以算出式(7),  $h \in C^{LK \times 1}$  描述单抽头信道,也是  $G^H \mathbf{H} \mathbf{G}$  的对角线元素。单抽头信道在子载波位置  $l$  和时间位置  $k$  处为:

$$h_{l,k} = g_{l,k}^H \mathbf{H} g_{l,k} \approx \mathbf{H}(kT, lF) \quad (9)$$

其中,  $\mathbf{H}(kT, lF)$  采样时变传递函数,式(8)中  $G^H \mathbf{G}$  的非对角线元素只有实值正交性条件成立,即  $R\{G^H \mathbf{G}\} = I_{LK}$ 。

实际 FBMC/OQAM 系统的实现必须比(5)中简单的矩阵乘法更高效。从概念角度来看,加窗 CP-OFDM<sup>[16]</sup> 和 FBMC/OQAM 中的信号生成需要相同的基本操作,即 IFFT、复制 IFFT 输出  $O$  次、与原型滤波器进行元素级乘法,以及最后的重叠<sup>[17]</sup>,如图 1 所示。接收器以类似的方式工作,但顺序相反。

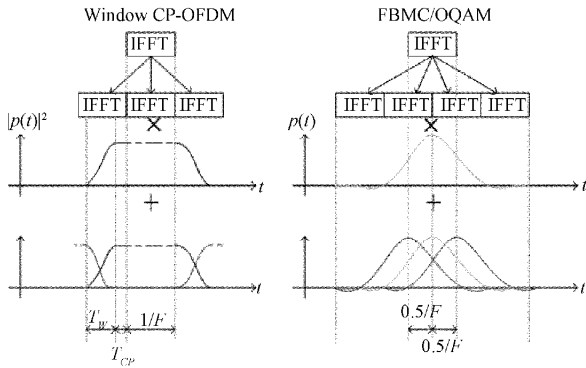


图 1 加窗 CP-OFDM 和 FBMC/OQAM 信号生成示意图

在不损失一般性的情况下,只考虑时间位置  $k=0$  和  $K=1$  个 FBMC/OQAM 符号。在这种特殊情况下,通过时域移位和时域重叠,可以很容易地获得任何其他时间位置。利用 IFFT 快速实现 FBMC/OQAM 的主要思想是分离出原型滤波器  $p(t)$ ,使式(1)中的采样信号变成:

$$s(i\Delta t) = p(i\Delta t) \sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi \frac{i}{N_{FFT}} l} x_{l,0} e^{j\frac{\pi}{2}(l+i)} \quad (10)$$

其中,  $i = -\frac{ON_{FFT}}{2}, \dots, \frac{ON_{FFT}}{2} - 1$ 。式(10)中的求和

对应于一个输入参数为  $\{0, x_{1,0} e^{j\frac{\pi}{2}(1+i)}, \dots, x_{L,0} e^{j\frac{\pi}{2}(L+i)}, 0, 0, \dots\}$  的  $N_{FFT}$  点 IFFT。此外,因为  $l$  是一个整数,式(10)中的求和是关于  $i$  的  $N_{FFT}$  周期。因此,只能对  $N_{FFT}$  样本计算 IFFT。可以将这些样本复制  $O$  次,然后与原型滤波器  $p(i\Delta t)$  进行元素级乘法。

## 2 Pruned-DFTs 技术的实现

### 2.1 Pruned-DFTs 技术的基本思想

改基本思想可以从传统的 OFDM 系统开始,逐步构建调制方案,具体步骤如下:

Step 1 生成 OFDM 基脉冲信号。

Step 2 通过  $W_L$  进行 DFT 预编码对传统 OFDM 系统的基脉冲进行变换,从而模拟单载波传输,即 SC-FDMA 系统的原理。

Step 3 从集合中移除  $\frac{L}{2}$  基脉冲,即用剪枝 DFT 矩阵  $\tilde{W}_{L \times L/2}$  替换 DFT 扩频矩阵  $W_L$ 。

Step 4 将 OFDM 系统转换为 FBMC/OQAM 系统,首先移除 CP,其次改变窗函数,然后将时间间隔从  $T = T_w + T_{CP} + \frac{1}{F}$  缩短到  $\frac{0.5}{F}$ ,最后仅传输实值数据符号并满足相位项  $e^{j\frac{\pi}{2}(l-k)}$ 。将 IFFT 输出与原型滤波器  $p(t)$  相乘。

Step 5 利用一次抽头缩放向量使单个基脉冲按比例放大,使传输时间内总传输功率近似恒定。

### 2.2 Pruned-DFTs 的数学推导

图 2 所示为时间位置  $k$  处, Pruned-DFTs-FBMC/

OQAM 系统的基本模型。关于 FBMC/OQAM 系统原型滤波器的选择,考虑到避免 FBMC/OQAM 中 IFFT 重复引起的符号之间的时域干扰,PHYDYAS 原型滤波器<sup>[18]</sup>时间定位较差,而 Hermite 原型滤波器<sup>[19]</sup>基于多项式  $H_i\{\cdot\}$ ,可以表示为:

$$p_{Herm.}(t) = \sqrt{F} e^{-2\pi(t/F)^2} \sum_{i=\{0,4,8,12,16,20\}} \alpha_i H_i\{2\sqrt{\pi}tF\} \quad (11)$$

其中,系数分别为:

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= 1.412\ 692\ 577 & \alpha_{12} &= -2.261\ 1 \times 10^{-9} \\ \alpha_4 &= -3.014\ 5 \times 10^{-3} & \alpha_{16} &= -4.457\ 0 \times 10^{-15} \\ \alpha_8 &= -8.804\ 1 \times 10^{-6} & \alpha_{20} &= 1.863\ 3 \times 10^{-16} \end{aligned}$$

考虑到 IFFT 重复引起的符号之间的时域干扰,在第一次过零后,将式(11)中的 Hermite 脉冲设置为 0,即:

$$p_{Herm. Trunc}(t) = \begin{cases} p_{Herm.}(t), & -\frac{1.56}{2F} \leq t < \frac{1.56}{2F} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (12)$$

与式(11)相反,使用截断的 Hermite 原型滤波器(如式(12))不再保证 FBMC/OQAM 中的实正交性,  $R\{G^H G\} \neq I_{LK}$ 。

忽略任何边缘效应,  $G^H G$  具有精确的  $\frac{LK}{2}$  非零特征值,每个特征值具有相同的值。因此,实现剪枝 DFT 的预编码矩阵  $C$  的最佳大小为  $LK \times \frac{LK}{2}$ 。因为只在频率上传播,也就是说,  $C = I_k \otimes C_f$ ,最佳频率扩频矩阵的大小为  $C_f \in \mathbb{C}^{L \times \frac{L}{2}}$ 。

假设将不相关且具有单位功率的  $\frac{L}{2}$  个复值数据符号  $\tilde{x}_k \in \mathbb{C}^{\frac{L}{2} \times 1}$  扩展到  $L$  个子载波上,因此时间位置  $k$  处 FBMC/OQAM 的发射符号变为:

$$x_k = C_f \tilde{x}_k \quad (13)$$

其中,  $C_f \in \mathbb{C}^{L \times \frac{L}{2}}$  表示频率扩展矩阵。接收数据符号  $\tilde{y}_k \in \mathbb{C}^{\frac{L}{2} \times 1}$  是通过  $e_k \in \mathbb{C}^{L \times 1}$  对接收符号进行一次抽头均衡,即:

$$\tilde{y}_k = C_f^H \text{diag}\{e_k\} y_k \quad (14)$$

本文采用一个缩放的单抽头最小均方误差 (minimum mean square error, MMSE) 均衡器,在子载波位置  $l$  和时间位置  $k$  处。

$$e_{l,k} = \frac{h_{l,k}^*}{|h_{l,k}|^2 + P_n} \frac{1}{\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{1}{1 + \frac{P_n}{|h_{l,k}|^2}}} \quad (15)$$

其中,  $h_{l,k} = g_{l,k}^H H g_{l,k}$  表示单抽头信道。式(15)中的第一项是传统的单抽头 MMSE 均衡器,而第二项是保证估计的数据符号近似无偏的比例因子,即  $E\{\tilde{y}_{\tau,k} | \tilde{x}_{\tau,k}\} \approx \tilde{x}_{\tau,k}$ 。

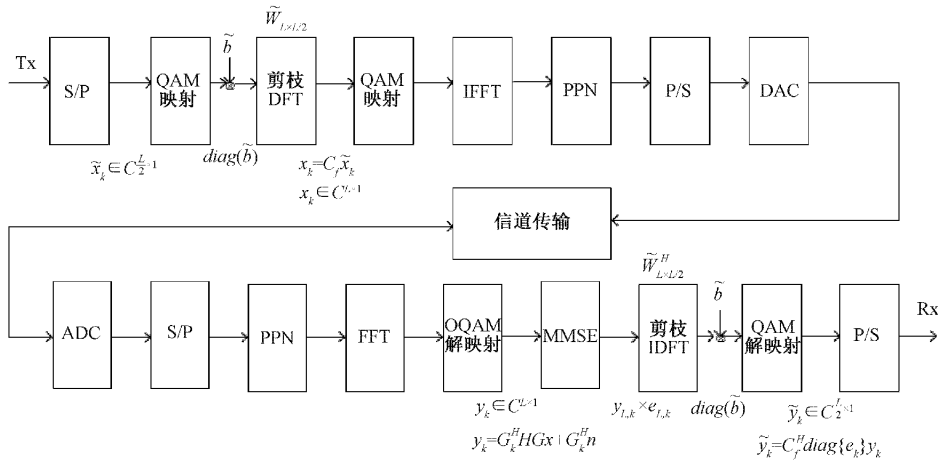


图 2 时间位置 k 处 Pruned-DFTs-FBMC/OQAM 系统

其次,对于扩展矩阵  $C_f$  的推导,假设一个加性高斯白噪声(AWGN)信道,  $H = I_N$ , 且不需要均衡。 $C_f$  的最终目标是恢复复数的正交性,即:

$$C_f^H G_k^H G_k C_f \approx I_{L/2} \quad (16)$$

扩频矩阵  $C_f \in \mathbb{C}^{L \times \frac{L}{2}}$  由剪枝 DFT 矩阵和一次抽头缩放组成,即:

$$C_f = \tilde{W}_{L \times L/2} \text{diag}\{\tilde{b}\} \quad (17)$$

其中,剪枝 DFT 矩阵  $\tilde{W}_{L \times L/2} \in \mathbb{C}^{L \times L/2}$ , 一次抽头缩放向量  $\tilde{b} \in \mathbb{R}^{\frac{L}{2} \times 1}$ 。

关于缩放向量  $\tilde{b}$ , 利用一个辅助向量  $a \in \mathbb{R}^{L \times 1}$ , 定义为:

$$a = \text{diag}\{W_L^H G_k^H G_k W_L\} \quad (18)$$

通过一个完整 DFT 矩阵  $W_L \in \mathbb{C}^{L \times L}$  进行扩频和解扩。其中  $a$  的第  $i$  个元素对应于  $W_L$  的第  $i$  列。本次传输方案的主要思想是仅利用与  $a$  的  $\frac{L}{2}$  中最大元素相对应的  $W_L$  的列向量。此外,执行  $[a]$  的预均衡。(17)中剪枝 DFT 矩阵  $\tilde{W}_{L \times L/2} \in \mathbb{C}^{L \times L/2}$  和缩放向量  $\tilde{b} \in \mathbb{R}^{\frac{L}{2} \times 1}$  可以表示为:

$$[\tilde{b}]_i = \sqrt{\frac{1}{[a]_i}} i = 1 \dots \frac{L}{2} \quad (19)$$

$$\tilde{W}_{L \times L/2} = W_L \begin{bmatrix} I_{\frac{L}{2}} \\ 0_{\frac{L}{2}} \end{bmatrix} \quad (20)$$

式(17)中的缩放值  $\tilde{b}$  可以保证发射功率随时间大致恒定。

### 3 仿真结果

为了更好地分析剪枝 DFT 扩频 FBMC/OQAM 抑制 PAPR 的性能,本文进行了 MATLAB 仿真实验,系统仿真实验参数如表 1 所示。

图 3 采用 4-QAM 的调制方式,显示了 OFDM 系统、FBMC/OQAM 系统、SC-FDMA 系统、以及文献[11]提出

表 1 试验系统参数设置

参数名称	参数值
子载波个数	256
FBMC/OQAM 符号数	30
调制方式	4-QAM, 16-QAM
子载波间隔(KHz)	15
重叠因子	4
信噪比取值范围/dB	[0, 30]
信道类型	高斯信道

的 ITSM-DFT-s-FBMC 系统和 Pruned-DFTs-FBMC/OQAM 系统互补累计分布函数(CCDF)来显示各系统 PAPR 性能的对比。从图中可以看出传统的 FBMC/OQAM 与 OFDM 的 PAPR 同样差,而 ITSM-DFT-s-FBMC/OQAM 系统只是略微降低了系统的 PAPR,而 Pruned-DFTs-FBMC/OQAM 的表现与 SC-FDMA 一样好,比 OFDM 和 FBMC/OQAM 约好 3 dB,比 ITSM-DFT-s-FBMC/OQAM 约好 1.5 dB。可以看出,本文提出的 Pruned-DFTs-FBMC/OQAM 能够有效降低 FBMC/OQAM 系统的 PAPR,实现与 SC-FDMA 一样的 PAPR 性能。

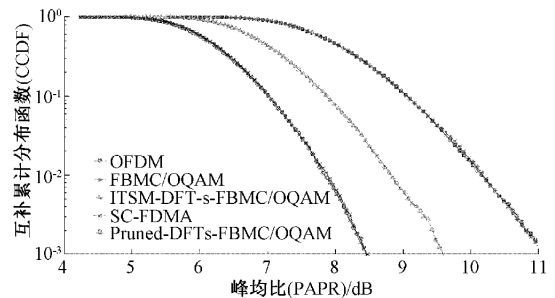


图 3 改进前后降系统 PAPR 的性能对比

在误码率性能分析中,采用 16-QAM 的调制方式。

图 4 显示了 Pruned-DFTs-FBMC/OQAM 系统和 FBMC/OQAM 系统、SC-FDMA 系统和 OFDM 系统的 BER 性能的比较结果。从图 4 可以看出误码率从高到低依次为: OFDM 系统、SC-FDMA 系统、FBMC/OQAM 系统、Pruned-DFTs-FBMC/OQAM 系统。可以看出,改进的调制方案在降低 PAPR 的同时,也降低了系统的 BER。

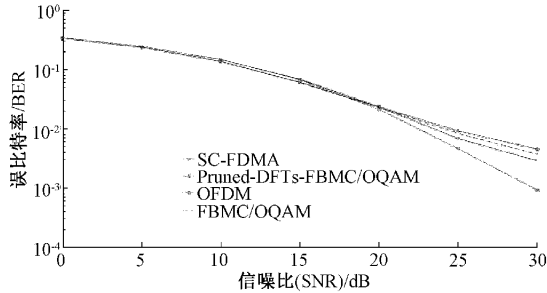


图 4 改进前后降系统 BER 性能对比

图 5 显示了一个 FBMC/OQAM 符号的预期传输功率,采用了 128 个子载波。在传统的 FBMC/OQAM 中,在时间上存在大量的符号重叠,并且传输需要传输需要一个较长的上升和下降周期。而在剪枝 DFT 扩频 FBMC/OQAM 中,以  $C_f$  预编码的方式对传输信号进行塑造,使平均传输功率显示出几乎完美的矩形形状,时间上的重叠非常低,上升和下降周期显著减少。

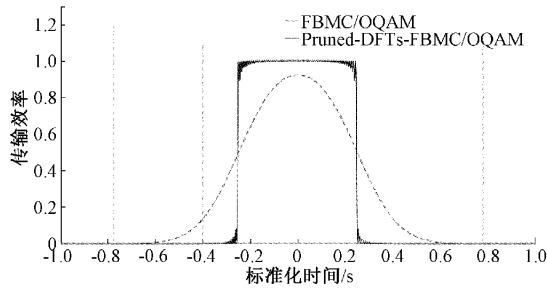


图 5 系统平均功率对比

图 6 显示了提出的改进算法与 SC-FDMA 方案计算复杂度的对比图。该传输方案的计算复杂度大约是传统 SC-FDMA 方案的两倍。具体而言,发射机处相对于 SC-FDMA(不含 CP)的计算复杂度可近似为

$$\frac{2\left(\frac{L}{2} + L \log \frac{L}{2} + N_{FFT} \log N_{FFT} + ON_{FFT}\right)}{L \log L + N_{FFT} \log N_{FFT}} \approx 2 \quad (21)$$

若忽略信道均衡,式(21)也能表示接收机的计算复杂度。其中,  $N_{FFT} \log N_{FFT}$  对应于 FBMC/OQAM 和 OFDM 系统都需要的 IFFT。此外由于 FBMC/OQAM 系统需要与原型滤波器进行元素级乘法,如图 1 所示,这就导致了  $ON_{FFT}$  的额外复杂度。SC-FDMA 系统中 DFT 扩展具有  $L \log L$  的复杂度,而 Pruned-DFTs 结合一次抽头缩放需要大概  $\frac{L}{2} + L \log \frac{L}{2}$  次乘法。

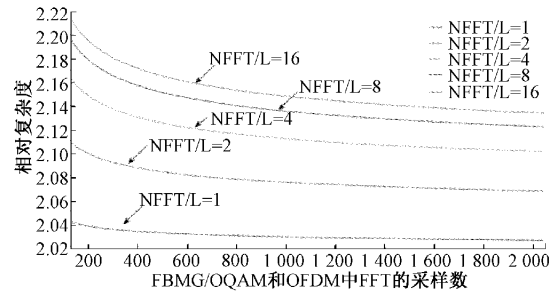


图 6 计算复杂度对比图

## 4 结 论

本文先对 FBMC/OQAM 系统模型进行说明,而后在传统 FBMC/OQAM 系统的基础上,结合了 SC-FDMA 系统的优点,介绍了 Pruned-DFTs 技术的构建思想,通过理论推导建立了 Pruned-DFTs-FBMC/OQAM 系统模型,提出了剪枝 DFT 并结合一次抽头缩放扩频 FBMC/OQAM 的技术。实验仿真结果表明,改进的方法在略微提高计算复杂度的情况下,使 FBMC/OQAM 达到与 SC-FDMA 相同的 PAPR,有效降低了其峰均功率比。

## 参 考 文 献

- [1] 王光宇. 新型多载波调制系统及原理[M]. 北京:科学出版社, 2018.
- [2] JIANG T, QU D, CHEN D, et al. OQAM/FBMC for future wireless communications: principles, technologies and applications [M]. Academic Press, 2017.
- [3] 徐兰天. 5G 系统中低延时的 FBMC 调制方法[J]. 电子测量技术, 2018, 41(5):5.
- [4] 刘珍, 郭银景, 杨文健. 水下 FBMC 系统的离散导频信道估计技术研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, DOI:10.13382/j.jemi.B2003262.
- [5] WANG Y, SONG R, WANG S, et al. Study of the prototype filter and bit error rate for the filter bank multi-carrier system [C]. 2020 5th International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS). 2020:816-820.
- [6] YANG F, WANG Y, DING L H, et al. An improved equalization with real interference prediction scheme of the FBMC/OQAM System [J]. 中国通信, 2021, 18(1):120-129.
- [7] LIU W, SCHWARZ S, RUPP M, et al. Pairs of pilots design for preamble-based channel estimation in OQAM/FBMC systems [J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2020, PP(99):1-1.
- [8] NA D, CHOI K. DFT Spreading-based Low PAPR FBMC with Embedded Side Information [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(3):1-1.

- [9] SEO B, SIM D, LEE T, et al. Efficient time synchronization method with adaptive resource configuration for FBMC systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, PP(99):1-1.
- [10] 吴正辉,郑兴,苏江涛,等. 恒包络光 OFDM 基带系统设计与实现[J]. 电子测量技术,2021,44(21):145-151.
- [11] IHALAINEN T, VIHOLAINEN A, STITZ T H, et al. Filter bank based multi-mode multiple access scheme for wireless uplink [C]. European Signal Processing Conference, IEEE, 2009:1354-1358.
- [12] NA D, CHOI K. Low PAPR FBMC [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(1):182-193.
- [13] 胥艳,陈鲁聪,冯玉光. SC-FDMA 系统峰均比仿真研究[J]. 科技资讯,2018,16(2):16-17,19.
- [14] YE C, LI Z, JIANG T, 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.
- [15] NISSEL R, SCHWARZ S, RUPP M. Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, PP(8):1-1.
- [16] NOKIA A L S B. 3GPP TSG-RAN WG1 84 bis, R1-162895, Busan[J]. Korea, Apr, 2016: 11-15.
- [17] MICHEL. FBMC modulation/demodulation[J/OL]. Fbmc, 2022. <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/45100-fbmc-modulation-demodulation>.
- [18] 闻建刚,华惊宇,徐志江,等. FBMC 系统中的 SR-NYQ 原型滤波器设计[J]. 中国科学:信息科学,2019, 49(7):886-899.
- [19] NISSEL R, RUPP M. On pilot-symbol aided channel estimation in FBMC-OQAM[C]. IEEE International Conference on Acoustics, IEEE, 2016:3681-3685.

### 作者简介

李轩,博士,副教授,主要研究方向为电信技术,无线电电子学。

张雪冰,硕士研究生,主要研究方向为滤波器组多载波技术。

E-mail:2698861614@qq.com