

文章编号:2095-6134(2020)01-0120-08

# TMRC-Filter:一种基于 Filtered OFDM 系统的子带滤波器设计方法\*

李颖锐<sup>1,2</sup>, 徐景<sup>1†</sup>, 刘响<sup>1,2</sup>, 易辉跃<sup>1</sup>

(1 中国科学院上海微系统与信息技术研究所 微系统技术重点实验室, 上海 201800; 2 中国科学院大学, 北京 100049)  
(2018 年 9 月 13 日收稿; 2018 年 11 月 28 日收修改稿)

Li Y R, Xu J, Liu X, et al. TMRC-Filter: a subband filter design method for Filtered OFDM system[J]. Journal of University of Chinese Academy of Sciences, 2020, 37(1): 120-127.

**摘要** 为满足滤波正交频分复用系统中子带滤波器的要求, 基于升余弦函数, 设计满足目标频率响应的通带边缘滚降到截止幅度且可自由调节滚降带宽的线性相位滤波器, 并采用窗函数法软截断其时域冲激响应, 得到缩短型-修正软截断升余弦子带滤波器。所设计的子带滤波器的性能可仅通过滚降带宽和滚降系数进行调节, 实现较为简单。仿真结果表明, 所设计的子带滤波器相比于软截断 SinC 型子带滤波器有较小的通带波纹系数、较大的阻带衰减和较高的时域集中度, 相比于软截断升余弦子带滤波器 RC-Filter 有较窄的过渡带。

**关键词** 数字通信技术; 缩短型-修正软截断升余弦子带滤波器; 线性相位滤波器; Filtered OFDM

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A doi:10.7523/j.issn.2095-6134.2020.01.014

## TMRC-Filter: a subband filter design method for Filtered OFDM system

LI Yingrui<sup>1,2</sup>, XU Jing<sup>1</sup>, LIU Xiang<sup>1,2</sup>, YI Huiyue<sup>1</sup>

(1 Science and Technology on Microsystem Laboratory, Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China; 2 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract** In order to satisfy requirements for the subband filter in Filtered-OFDM (filtered-orthogonal frequency division multiplexing) systems, the TMRC-Filter (truncate modified raised-cosine filter) is proposed based on the window function method. Compared with the traditional SinC-Filter (windowed sinc function filter) and RC-Filter (raised-cosine filter) whose linear phase filter ends with 0, the linear phase filter of the proposed TMRC-Filter ends with a non-zero roll-cut-off-amplitude factor, and the rolled-off bandwidth of the proposed TMRC-Filter can be flexibly adjusted. Moreover, the performance of the rproposed TMRC-Filter is totally determined by the rolled-off bandwidth which is independent of the system parameter and roll-off factor, and it is simple to implement. The simulation results show that the TMRC-Filter achieves the lower ripple, larger stop-band attenuation, and better time localization than the SinC-Filter and the narrower transition band than the RC-Filter.

**Keywords** digital communication technology; TMRC-Filter; linear phase filter; Filtered OFDM

\* 国家自然科学基金(61571303)资助

† 通信作者, E-mail: jing.xu@mail.sim.ac.cn; jxu@ce.ecnu.edu.cn

不同于传统的基于循环前缀的正交频分复用(cyclic prefix-orthogonal frequency division multiplexing, CP-OFDM)技术,第五代移动通信系统(the 5th generation mobile communication system, 5G)的新波形技术需要达到以下设计目标:频谱集中、时域拖尾较小、支持灵活的系统参数部署等。滤波正交频分复用(filtered-orthogonal frequency division multiplexing, Filtered-OFDM)是华为公司提出的一种面向 5G 的新波形技术,根据不同场景的需求,子带滤波器分别对每个子带进行滤波,不同子带可以根据相应的链路特性和用户需求调整系统参数<sup>[1-2]</sup>。为能够适应 5G 新波形的要求,子带滤波器的设计对 Filtered-OFDM 系统非常重要。具体地,子带滤波器一般采用有限长单位冲激响应(finite impulse response, FIR)滤波器,且其设计需要满足以下 5 条准则<sup>[3-5]</sup>:1) 子带滤波器阻带衰减尽可能大,以降低相邻子带间干扰(inter-subband interference, IBI),支持子带间非同步传输;2) 子带滤波器过渡带尽可能窄,以减小子带间的保护带宽(guard band),从而提高频谱利用率;3) 子带滤波器的时域冲激响应拖尾尽可能小,以降低符号间干扰(inter-symbol interference, ISI),更好地支持低时延业务;4) 子带滤波器通带波纹尽可能小,以降低滤波后所带来的频率选择性失真;5) 为了实现灵活的带宽分配,子带滤波器需易于实现。

FIR 滤波器主要有 4 种设计方法:窗函数法、迭代优化法<sup>[6-9]</sup>、等波纹法<sup>[1-10]</sup>和频域抽样法<sup>[11]</sup>。从实现复杂度与易用性方面考虑,目前,基于 Filtered-OFDM 系统的子带滤波器主要采用窗函数法<sup>[1-5,12-15]</sup>,即先设计满足目标频率响应的线性相位滤波器,然后用窗函数软截断其时域冲激响应得到子带滤波器。目前,对于基于窗函数法的 FIR 子带滤波器,研究者一般对窗函数进行设计优化<sup>[16-20]</sup>,或者优化滤波实现过程<sup>[21-23]</sup>,就笔者所知,鲜有人从线性相位滤波器角度出发进行研究。目前,线性相位滤波器主要有理想低通滤波器和升余弦滤波器,对应的子带滤波器分别为软截断 SinC 型子带滤波器(SinC-filter)<sup>[1-5,12-13]</sup>和软截断升余弦子带滤波器 RC-Filter (raised-cosine filter)<sup>[14-15]</sup>。SinC-Filter 的线性相位滤波器为理想低通,由于其通带边缘由 1 直接过渡到 0,导致 SinC-Filter 的时域色散严重,且通带波纹较大;RC-filter 的线性相位滤波器为升余弦函数,由于升余弦函数的滚降带受制于子带带宽和滚降系

数,导致 RC-Filter 的滤波器参数配置不灵活;且由于 RC-Filter 的线性相位滤波器通带边缘由 1 缓慢过渡并接近于 0,使得滚降频带过宽,导致 RC-Filter 的过渡带较宽。

本文设计一种缩短型-修正软截断升余弦子带滤波器(TMRC-Filter, truncate modified raised-cosine filter)。与 SinC-Filter 和 RC-Filter 相比, TMRC-Filter 的线性相位滤波器的滚降带宽可通过所设计的截止幅度参数自由调节,进而其频域响应更为灵活,时域色散程度更小。仿真结果表明,随着滚降带宽的增大, TMRC-Filter 的阻带衰减、过渡带带宽增大,时域色散程度减小。通过对 TMRC-Filter 的滚降带宽和滚降系数进行调节, TMRC-Filter 可实现较大的阻带衰减、较小的时域色散程度、较窄的过渡带和较小的通带波纹系数。仿真结果进一步表明,当窗函数使用汉宁窗,滚降带宽取  $0.0106\pi$  时, TMRC-Filter 的通带波纹可达  $10^{-3}$  dB 量级,其时域色散程度相比于 SinC-Filter 改善 75%,且在期望阻带衰减大于等于 -60 dB 的性能需求下, TMRC-Filter 较 RC-Filter 有超过 7% 的带宽改进率。将 TMRC-Filter 与一种迭代优化法所实现的滤波器<sup>[8]</sup>进行对比,其性能与文献[8]中滤波器的性能相当,但是文献[8]中滤波器会出现生成滤波器的截止频率不能收敛到目标截止频率的情况,因此需要进行多步迭代操作,而 TMRC-Filter 只需将线性相位滤波器和窗函数的时域形式进行相乘便可获得,无需多次迭代,实现较为简单。

## 1 基于窗函数法的子带滤波器设计

窗函数法<sup>[3]</sup>子带滤波器设计分为两步,第 1 步设计满足目标频率响应的线性相位滤波器  $F_d(\omega)$ , 并得到其时域冲激响应  $f_d(n)$ , 第 2 步选择合适的窗函数  $w(n)$  软截断  $f_d(n)$  得到子带滤波器。本节将提出带有通带边缘截止幅度的 TMRC-Filter。首先分析传统 SinC-Filter 和 RC-Filter 的线性相位滤波器的不足,进而提出可自由调节滚降带宽的带有通带边缘截止幅度的线性相位滤波器,并进行时域色散度分析;然后分析窗函数软截断生成 TMRC-Filter 的过程;最后提出预留频带  $\partial B$  的设置方法。

### 1.1 线性相位滤波器设计

传统的采用窗函数法的子带滤波器设计中,线性相位滤波器设计一般基于 SinC 函数或升余弦函数:

a) 对基于 SinC 函数的滤波器 SinC-Filter,其线性相位滤波器的频域表达式为

$$F_d(\omega) = \begin{cases} 1 & 0 \leq |\omega| \leq B + \partial B \\ 0 & B + \partial B < |\omega| \leq \pi \end{cases}, \quad (1)$$

$$F_d(\omega) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |\omega| < B + \partial B \\ 0.5 \left( 1 + \sin \left( \frac{\pi}{2\alpha} \left( 1 - \frac{1-\alpha}{\tau B} |\omega| \right) \right) \right), & B + \partial B \leq |\omega| \leq B + \partial B + \Delta, \\ 0, & B + \partial B + \Delta < |\omega| \leq \pi \end{cases}, \quad (2)$$

式中： $B$  表示子带带宽， $\partial B$  表示预留频带 (tone-offset)， $\Delta$  表示滚降带宽， $\alpha$  表示滚降系数， $\omega$  表示频率。

窗函数与线性相位滤波器卷积后，会产生吉布斯 (Gibbs) 现象，即在通带内产生波纹。为了避免通带波纹对边缘子载波的影响，在设计线性相位滤波器时，设置预留频带  $\partial B$  对子带带宽进行预增大<sup>[3,13]</sup>。预留频带  $\partial B$  一般设置为 2~12 个子载波，若设置过小，不能完全避免子带滤波器的通带波纹对边缘子载波的影响；设置过大，则导致从子带滤波器的通带截止频率处到所期望的阻带衰减处的过渡区域变大<sup>[24]</sup>。对于线性相位滤波器 (1)，其通带边缘由 1 直接过渡到 0，导致子带滤波器的时域色散度较高，通带波纹较大。对于线性相位滤波器 (2)，滚降带宽  $\Delta = \frac{2\alpha}{1-\alpha}(B + \partial B)$ ，由于滚降带宽  $\Delta$  是  $B$  与  $\alpha$  的函数，导致 RC-Filter 的滤波器参数配置不灵活，且此时线性相位滤波器通带边缘由 1 缓慢过渡到 0，滚降带过宽且不易控制。

综上，如图 1 所示，设计满足目标频率响应的可自由调节滚降带宽的带有通带边缘截止幅度  $\delta$  的线性相位滤波器：

$$F_d(\omega) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |\omega| < B + \partial B \\ x(|\omega|, \alpha, B), & B + \partial B \leq |\omega| < B + \partial B + \Delta \\ \delta, & |\omega| = B + \partial B + \Delta \\ 0, & B + \partial B + \Delta < |\omega| \leq \pi \end{cases}. \quad (3)$$

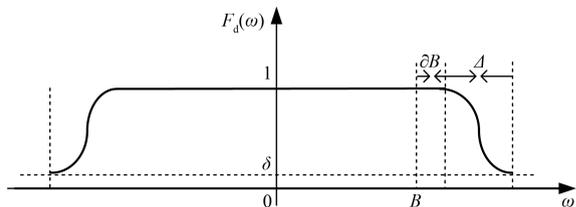


图 1 TMRC-Filter 的线性相位滤波器的幅度响应

Fig. 1 Magnitude response of linear phase filter for the TMRC-Filter

相比于线性相位滤波器 (1) 和 (2) 中的预留频

b) 对基于升余弦函数的滤波器 RC-Filter，其线性相位滤波器的频域表达式为

$$\begin{cases} 0 \leq |\omega| < B + \partial B \\ B + \partial B \leq |\omega| \leq B + \partial B + \Delta, \\ B + \partial B + \Delta < |\omega| \leq \pi \end{cases}$$

带  $\partial B$ ，所设计的线性相位滤波器 (3) 中  $\partial B$  不再由经验值设置，而是可以进行确定性设置，设置方法见 1.4 节，从而可以避免预留频带  $\partial B$  设置过大或者过小带来的性能损失问题。 $x(|\omega|, \alpha, B)$  表示滚降函数，为便于与 RC-Filter 和 SinC-Filter 进行对比分析，此处滚降函数取为升余弦函数，即

$$x(|\omega|, \alpha, B) = 0.5 \left( 1 + \cos \left( \frac{B + \partial B - |\omega|}{\alpha} \right) \right), \quad (4)$$

式中： $\Delta$  表示滚降带宽，可以自由调节。与 RC-Filter 的线性相位滤波器 (2) 不同的是，线性相位滤波器 (3) 的滚降带宽  $\Delta$  不再由  $B$  和  $\alpha$  决定，而是可以自由调节； $\delta = x(B + \partial B + \Delta)$  表示截止幅度，受滚降带宽  $\Delta$  控制，可以通过调节滚降带宽  $\Delta$  来调节截止幅度  $\delta$ ，特别地，当  $\Delta = 0$  时， $\delta = 1$ ，此时线性相位滤波器 (3) 与 (1) 等价；当  $\Delta = \alpha\pi$  时， $\delta = 0$ ，此时线性相位滤波器 (3) 与 (2) 等价。线性相位滤波器 (3) 的时域冲激响应为

$$\begin{aligned} f_d(n) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-(B+\partial B+\Delta)}^{B+\partial B+\Delta} F_d(\omega) e^{j\omega n} d\omega \\ &= (B + \partial B + \Delta) \text{sinc}((B + \partial B + \Delta)n) + \\ &\quad (B + \partial B) \text{sinc}((B + \partial B)n) + \\ &\quad \frac{\sin\left((B + \partial B + \Delta)n - \frac{\Delta}{\alpha}\right) - \sin((B + \partial B)n)}{2\left(n - \frac{1}{\alpha}\right)} + \\ &\quad \frac{\sin\left((B + \partial B + \Delta)n + \frac{\Delta}{\alpha}\right) - \sin((B + \partial B)n)}{2\left(n + \frac{1}{\alpha}\right)}. \end{aligned} \quad (5)$$

### 1.2 线性相位滤波器的时域色散度分析

由文献 [25] 可知，可以用  $\Delta n$  来衡量滤波器能量在时间上的散布情况：

$$\begin{aligned} \Delta n &= \sqrt{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} (n - \bar{n})^2 |f_d(n)|^2}, \\ \bar{n} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} n |f_d(n)|^2. \end{aligned} \quad (6)$$

式中:  $\bar{n}$  为滤波器在时间轴上能量分布的中心值,  $\Delta n$  表示滤波器在时域的色散值, 描述滤波器的能量在时间轴上的散布情况。由式(6)可知,  $\Delta n$  越小, 滤波器在时间轴上能量越集中。

由于  $f_d(n)$  关于  $n = 0$  对称, 所以  $\bar{n} = 0$ , 则得

$$\Delta n = \sqrt{2 \sum_{n=0}^{\infty} n^2 |f_d(n)|^2}. \quad (7)$$

为评估滚降带宽  $\Delta$  对时域色散值  $\Delta n$  的改善程度, 定义参数  $\eta_{\Delta n}$

$$\eta_{\Delta n}(\Delta) = \frac{\Delta n(0) - \Delta n(\Delta)}{\Delta n(0)}. \quad (8)$$

取  $\alpha = 0.015$ ,  $\eta_{\Delta n}$  随滚降带宽  $\Delta$  和子带带宽  $B$  的变化如图 2 所示。

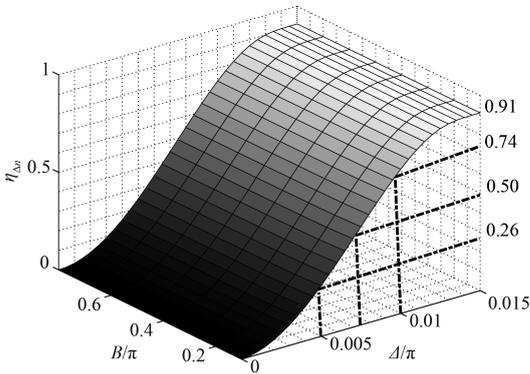


图 2 滚降带宽和子带带宽对时域色散值的影响

Fig. 2 Influences of rolled-off bandwidth and subband bandwidth on time localization

由图 2 可知,  $\eta_{\Delta n}$  随着滚降带宽  $\Delta$  的增加而增加, 当  $\Delta \in [0.01\pi, 0.015\pi]$  时,  $\eta_{\Delta n}$  增加较为缓慢, 且  $\eta_{\Delta n}(\Delta)$  不受子带带宽  $B$  影响。

### 1.3 软截断生成 TMRC-Filter

根据窗函数法<sup>[3]</sup>, 由合适的窗函数  $w(n)$  软截断线性相位滤波器(3)的时域冲激响应  $f_d(n)$  得到 TMRC-Filter  $f(n)$ , 即

$$f(n) = f_d(n)w(n), 0 \leq n \leq L - 1, \quad (9)$$

式中:  $L$  为滤波器的阶数, 可选的窗函数  $w(n)$  有汉宁窗、布莱克曼窗、凯泽窗、哈明窗等<sup>[14-18]</sup>。

TMRC-Filter 的幅度响应为

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \frac{1}{2\pi} F_d(\omega) * W(\omega) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-(B+\partial B+\Delta)}^{B+\partial B+\Delta} F_d(\theta) W(\omega - \theta) d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-(B+\partial B)}^{B+\partial B} W(\omega - \theta) d\theta + \\ &\quad \frac{1}{2\pi} \int_{-(B+\partial B+\Delta)}^{-(B+\partial B)} x(\theta) W(\omega - \theta) d\theta + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\frac{1}{2\pi} \int_{-(B+\partial B)}^{B+\partial B+\Delta} x(\theta) W(\omega - \theta) d\theta \\ &= S(\omega) + R(\omega), \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $W(\omega)$  是窗函数的幅度响应

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-(B+\partial B)}^{B+\partial B} W(\omega - \theta) d\theta;$$

$$R(\omega) = R_0(B + \partial B + \omega);$$

$$R_0(\omega) = \int_{-\Delta}^0 0.5 \left( 1 + \cos\left(\frac{\theta}{\alpha}\right) \right) W(\theta + \omega) d\theta +$$

$$\int_0^{\Delta} 0.5 \left( 1 + \cos\left(\frac{-\theta}{\alpha}\right) \right) W(\theta - \omega) d\theta. \quad (11)$$

由式(10)、式(11)可知, TMRC-Filter 幅度响应可以表示为  $S(\omega)$  和  $R(\omega)$  的和; 其中  $S(\omega)$  等价于 SinC 函数子带滤波器的幅度响应,  $R(\omega)$  等价于滚降函数与窗函数的卷积结果, 对 SinC 函数子带滤波器的幅度特性  $S(\omega)$  进行修正, 从而降低 TMRC-Filter 的通带波纹系数, 增大阻带衰减。由于增加了滚降带宽  $\Delta$ , 相比于 SinC 函数子带滤波器, TMRC-Filter 的过渡带增大, 因此,  $\Delta$  不可设置过大。

### 1.4 预留频带设置方法

预留频带  $\partial B = 0$  和预留频带  $\partial B \neq 0$  两种情况下的线性相位滤波器与窗函数卷积后生成的子带滤波器的幅度响应如图 3 所示。由图 1 可知, 当  $\partial B = 0$  时, 线性相位滤波器的通带截止频率为  $B$ , 线性相位滤波器与窗函数卷积后生成的子带滤波器的幅度响应如图 3 实线所示, 子带滤波器的通带边缘处最后一个正肩峰  $G$  所对应的频率为  $\omega_g$ , 但为了既节省频带资源又避免通带波纹对边缘子载波的影响, 子带滤波器的通带边缘最后一个正肩峰应尽量出现在  $B$  处, 如图 3 虚线所示, 因此  $\partial B$  的设置保证子带滤波器通带边缘处的最后一个正肩峰  $G$  所对应的的频率为  $B$ , 则此时线性相位滤波器的通带截止频率  $B + \partial B$  必须满足

$$\frac{B}{\omega_g} = \frac{B + \partial B}{B}, \quad (12)$$

即

$$\partial B = \frac{B^2}{\omega_g} - B. \quad (13)$$

本章设计可自由调节滚降带宽的带有通带边缘截止幅度的线性相位滤波器, 用窗函数软截断该线性相位滤波器的时域冲激响应生成 TMRC-

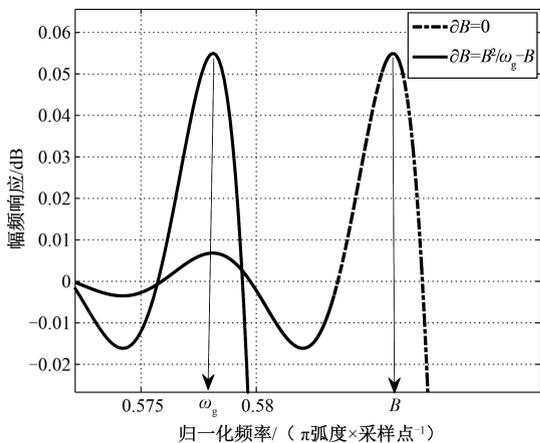


图 3  $\delta B=0$  和  $\delta B \neq 0$  情况下子带滤波器幅度响应

Fig. 3 Magnitude responses of the filter at  $\delta B=0$  and  $\delta B \neq 0$

Filter, 并提出预留频带  $\delta B$  的设置方法。

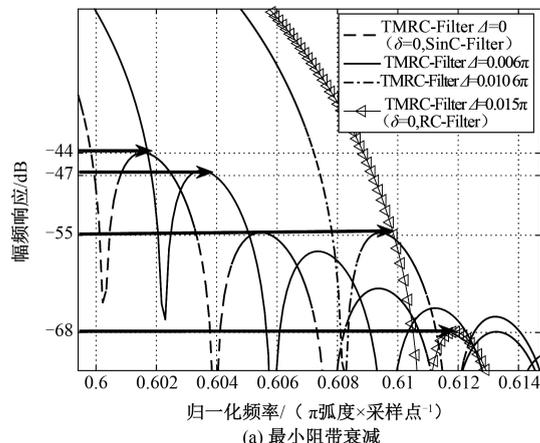
## 2 仿真分析

滤波器的技术指标主要有通带截止频率、阻带截止频率、阻带衰减、过渡带带宽以及通带波纹, 为便于对 TMRC-Filter 进行性能仿真分析, 对技术指标定义见表 1。

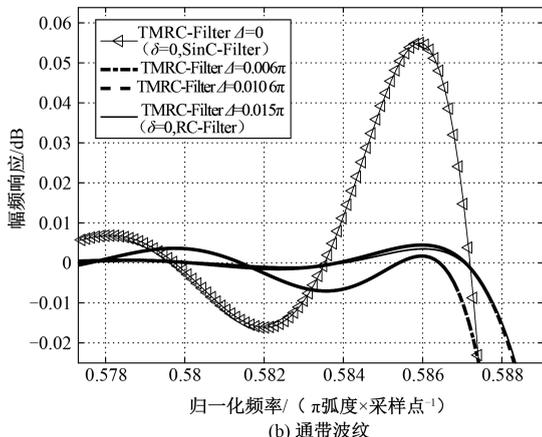
表 1 滤波器性能指标定义

Table 1 Definitions of performance parameters of the filter

性能指标	符号	定义
期望阻带衰减	$A_g$	系统所要求的最小阻带衰减
期望阻带截止频率	$\omega_s$	期望阻带衰减处对应频率点
期望过渡带带宽	$U$	从子带带宽到期望阻带截止频率的频带宽度, 即 $U = \omega_s - B$
通带波纹系数	$G$	通带边缘处最后一个正肩峰
最小阻带衰减	$A_s$	第一个阻带波纹所对应衰减值



(a) 最小阻带衰减



(b) 通带波纹

图 4 滤波器的幅度响应随  $\Delta$  的变化

Fig. 4 Magnitude response vs.  $\Delta$

本文将 TRMC-Filter 与 SinC-Filter, RC-Filter 进行对比。为了增加所设计线性相位滤波器的普适性, 仿真中改变不同的窗函数进行分析。本仿真实验设置仿真参数见表 2。

表 2 仿真系统参数列表

Table 2 System parameter settings

系统参数	取值
系统带宽/MHz	10
子载波间隔/kHz	15
符号持续时间/ $\mu s$	66.7
资源块个数	50
每个资源块子载波个数	12
滤波器长度	513
IFFT 点数	1 024
循环前缀长度	72
调制方式	256QAM
信道特性	高斯信道

### 2.1 TMRC-Filter 的通带波纹和阻带衰减

以汉宁窗函数为例, 取  $\alpha = 0.015$ , 由式(13) 得到 TMRC-Filter ( $\Delta = 0, \delta = 1$ )、TMRC-Filter ( $\Delta = 0.006\pi, \delta = 0.6545$ )、TMRC-Filter ( $\Delta = 0.0106\pi, \delta = 0.1977$ )、TMRC-Filter ( $\Delta = 0.015\pi, \delta = 0$ ) 的预留频带  $\delta B$  分别为  $0.0135B$ 、 $0.00665B$ 、 $0.0094B$ 、 $0.0094B$ 。不同  $\Delta$  下, TMRC-Filter 幅度响应如图 4 所示, 其相应的通带波纹系数和最小阻带衰减如表 3 所示。其中, 当  $\Delta = 0$  时,  $\delta = 1$ , 此时 TMRC-Filter 与 SinC-Filter 等价; 当  $\Delta = \alpha\pi = 0.015\pi$  时,  $\delta = 0$ , 此时 TMRC-Filter 与 RC-Filter 等价。

由表 3 和图 4(a) 可知, 当  $\Delta$  取值  $0, 0.006\pi, 0.0106\pi, 0.015\pi$  时, TMRC-Filter 最小阻带衰减  $A_s$  分别为  $-44, -47, -55, -68$  dB, 即 TMRC-Filter 的最小阻带衰减幅度随着  $\Delta$  的增大而变大, 与

RC-Filter, SinC-Filter 相比, TMRC-Filter 的最小阻带衰减幅度处于两者之间;  $\Delta$  越小, TMRC-Filter 的过渡带带宽度越小, 且 TMRC-Filter 的过渡带带宽度小于 RC-Filter 的过渡带带宽度。

由表 3 和图 4(b) 可知, TMRC-Filter 和 RC-Filter 的通带波纹达到  $10^{-3}$  量级, 明显小于 SinC-Filter 的通带波纹值。

表 3 TMRC-Filter 性能指标

Table 3 Performance of the proposed TMRC-Filter

性能	SinC-Filter	TMRC-Filter $\Delta=0.006$	TMRC-Filter $\Delta=0.0106$	RC-Filter
$G/\text{dB}$	0.055	$1.7 \times 10^{-3}$	$3.48 \times 10^{-3}$	$4.45 \times 10^{-3}$
$A_s/\text{dB}$	-44	-47	-55	-68

由表 3 和图 4 的结果分析可知,  $\Delta$  的存在显著降低了通带波纹系数。通过  $\Delta$  的调节, 可自由调节滤波器的阻带衰减和过渡带带宽。  $\Delta$  的取值有两个要求:  $\Delta$  应尽可能小以获得较窄的过渡带;  $\Delta$  又应尽可能大以获得较小的时域色散值和较大的阻带衰减。因此, 这两个要求是相互矛盾的, 不可能同时满足。  $\Delta$  的取值应该在较窄的过渡带、较小的时域色散度及较大的阻带衰减之间进行折衷。由 2.2 节图 2 可知, 当  $\Delta = 0.0106\pi$  时,  $\eta_{\Delta_n} = 0.75$ , 相比于 SinC-Filter, TMRC-Filter 时域色散度改善较大, 并结合图 4(a) 可知其通带纹系数较小, 阻带衰减较大, 且相比于 RC-Filter, 其过渡带带宽较小。

## 2.2 TMRC-Filter 的过渡带

以汉宁窗函数为例, 取  $\alpha = 0.015$ ,  $\Delta = 0.0106\pi$ , 不同期望阻带衰减  $A_g$  下, 3 种子带滤波器的期望过渡带带宽  $U$  见表 4。

表 4 TMRC-Filter 性能指标

Table 4 Performance of the proposed TMRC-Filter

期望过渡带带宽/ kHz	RC-Filter	TMRC-Filter	SinC-Filter
$U(A_g = -40 \text{ dB})$	195	165	113
$U(A_g = -50 \text{ dB})$	203	173	113
$U(A_g = -60 \text{ dB})$	210	195	165
$U(A_g = -80 \text{ dB})$	240	255	285

由表 4 可知, 当期望阻带衰减  $A_g$  大于等于 -60 dB 时, 3 个滤波器的过渡带带宽度关系为  $U_{RC} > U_{TMRC} > U_{SinC}$ , 此时 TMRC-Filter 的过渡带  $U_{TMRC}$  较 RC-Filter 有较大的改进, 定义滤波器的带宽改进率为

$$\eta_U = \frac{U_{RC} - U_{TMRC}}{U_{RC}} \quad (14)$$

不同参数下的 TMRC-Filter 的带宽改进率如表 5 所示。

表 5 TMRC-Filter 带宽利用的改进率

Table 5 Improvement rate of bandwidth utilization of TMRC-Filter

期望阻带衰减 $A_g/\text{dB}$	-40	-50	-60
带宽改进率/%	15.78	14.78	7.14

由表 5 可知, 当期望阻带衰减大于等于 -60 dB 时, TMRC-Filter 较 RC-Filter 有超过 7% 的带宽改进率。但相比于 SinC-Filter, TMRC-Filter 的过渡带宽度仍然较宽。

## 2.3 改变不同的窗函数进行性能分析

当窗函数为文献[16]所提出的窗函数时, 不同子带滤波器的性能指标见表 6(其中, ☆表示滤波器性能达不到要求)。

表 6 TMRC-Filter 性能指标

Table 6 Performance of the proposed TMRC-Filter

性能	RC-Filter	TMRC-Filter	SinC-Filter
$G/\text{dB}$	$3.963 \times 10^{-5}$	$1.9 \times 10^{-4}$	$6.745 \times 10^{-4}$
$A_s/\text{dB}$	-106	-93	-76
$U(A_g = -80 \text{ dB})/\text{kHz}$	270	245	224
$U(A_g = -85 \text{ dB})/\text{kHz}$	278	249	☆
$U(A_g = -90 \text{ dB})/\text{kHz}$	281	259	☆
$U(A_g = -94 \text{ dB})/\text{kHz}$	284	263	☆
$U(A_g = -105 \text{ dB})/\text{kHz}$	289	☆	☆

由表 6 可知, 此窗函数下, TMRC-Filter, RC-Filter 和 SinC-Filter 3 种滤波器的通带波纹相当; TMRC-Filter 和 RC-Filter 的最小阻带衰减明显大于 SinC-Filter, 且当期望阻带衰减小于等于 -85 dB 时, SinC-Filter 已失去其过渡带较窄的优势; 当期望阻带衰减大于等于 -94 dB 时, 3 个滤波器的过渡带关系为  $U_{RC} > U_{TMRC} > U_{SinC}$ , 此时 TMRC-Filter 的过渡带  $U_{TMRC}$  较 RC-Filter 有较大的改进, 利用公式(14), 计算其带宽改进率见表 7, 可以看出, 当期望阻带衰减大于等于 -94 dB 时, TMRC-Filter 较 RC-Filter 超过 7% 的带宽改进率。当期望阻带衰减大于等于 -80 dB 时, TMRC-Filter 的过渡带宽度略大于 SinC-Filter。因此当 Filtered-OFDM 系统对带外辐射要求不高时, SinC-Filter 整体性能较好; 当系统对带外辐射要求较高时, TMRC-Filter 更能满足性能需求。

表 7 TMRC-Filter 带宽利用的改进率  
Table 7 Improvement rate of bandwidth utilization of TMRC-Filter

期望阻带衰减 $A_g$ /dB	-80	-85	-90	-94
带宽改进率/%	9.26	10.43	7.83	7.39

### 2.4 误码率分析

使用滤波器对子带进行滤波,其中, TMRC-FOFDM 使用 TMRC-Filter 对子带进行滤波, RC-FOFDM 使用 RC-Filter 对子带进行滤波, SinC-FOFDM 使用 SinC-Filter 对子带进行滤波。将滤波后的发送信号经过高斯信道,得到其对应的误码率(bit error rate, BER)见图 5。

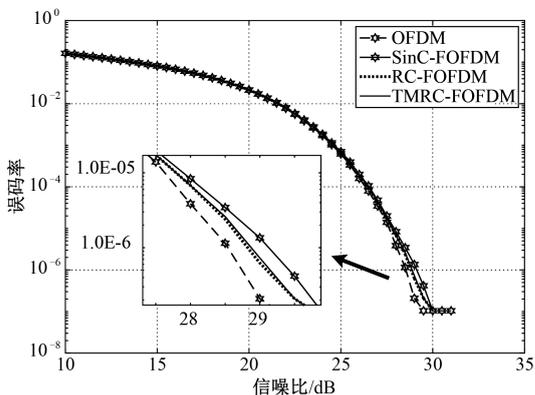


图 5 高斯信道中系统误码率

Fig. 5 BER performance in Gaussian channel

由图 5 可知, TMRC-FOFDM、RC-FOFDM 误码率近似,且接近于传统的 OFDM 的误码率,说明所设计的滤波器对信号未造成明显的失真。对于高信噪比下, TMRC-FOFDM、RC-FOFDM 相比于 SinC-FOFDM 误码率较小,说明带有滚降带的子带滤波器 TMRC-Filter、RC-Filter 的通带波纹小于 SinC-Filter 的通带波纹。

### 2.5 与其他 FIR 滤波器对比分析

为体现所设计滤波器优势,本节将对 TMRC-Filter 和文献[8]所提出 FIR 滤波器的性能进行对比分析。文献[8]所设计的滤波器为基于高斯函数近似(Gaussian-based approximation, GBA)的迭代滤波器,该滤波器易于实现,且可控制过渡带带宽,本文将该滤波器命名为 GBA-Based-Filter。

仿真实验子带带宽为  $0.5859\pi$ ,滤波器长度为 513。对于 TMRC-Filter,其滚降带宽  $\Delta = 0.0106\pi$ ,对应的截止幅度为  $\delta = 0.1977$ ,滚降系数  $\alpha = 0.015$ ;由于 GBA-Based-Filter 是通过优化过渡带

带宽度来进行迭代实现,因此不同过渡带带宽的滤波器性能不同,取目标过渡带带宽分别为  $0.01\pi$ 、 $0.025\pi$ 、 $0.04\pi$ ,得到与 TMRC-Filter 的性能对比结果分别如图 6 所示。

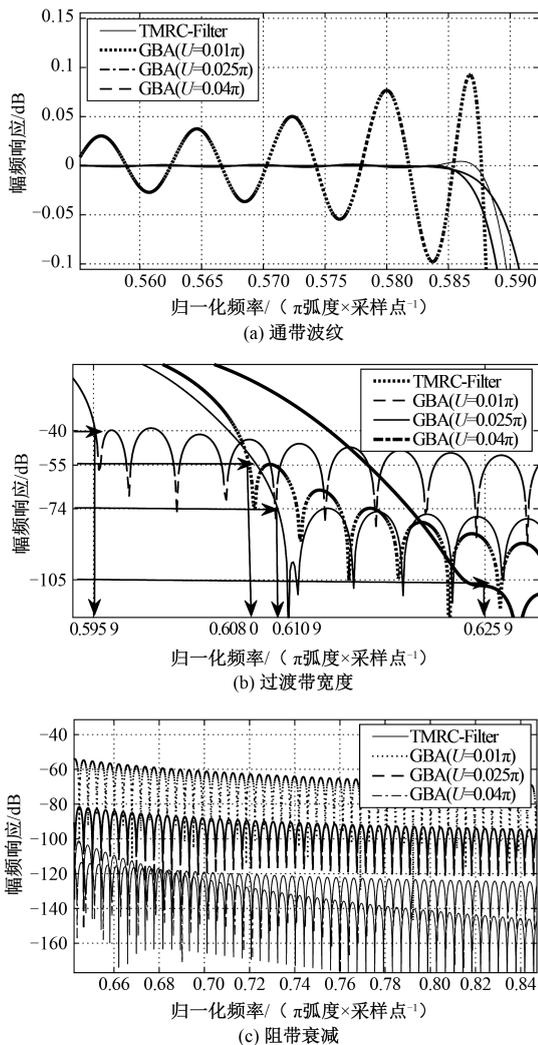


图 6 GBA-Based-Filter 与 TMRC-Filter 的幅度响应  
Fig. 6 Magnitude responses of GBA-Based-Filter and TMRC-Filter

由图 6 可知,当 GBA-Based-Filter 的过渡带带宽优化到  $0.01\pi$  时,虽然其过渡带带宽窄于 TMRC-Filter,但其性能在通带波纹和阻带衰减方面均差于 TMRC-Filter;当 GBA-Based-Filter 的过渡带带宽优化到  $0.025\pi$  时,其过渡带带宽和 TMRC-Filter 相似,虽然其通带波纹略优于 TMRC-Filter,但其阻带衰减略差于 TMRC-Filter;当 GBA-Based-Filter 的过渡带带宽优化到  $0.04\pi$  时,虽然其性能在通带波纹方面略优于 TMRC-Filter,但过渡带带宽较宽,且两种滤波器在阻带衰减方面性能相当。

### 3 总结

本文针对 Filtered OFDM 系统设计一种子带滤波器。为满足 Filtered OFDM 系统对带宽分配灵活、较高时频效率以及非同步传输的要求,所设计的子带滤波器可通过调节滚降带宽,实现较大的阻带衰减、较窄的过渡带带宽、较小的通带波纹以及较大的时域色散程度,且实现较为简单。但本文并未给出滚降带宽与 4 个性能指标的理论数学关系,因此,推导出滚降带宽与 4 个性能指标的闭合表达式是接下来要进行的工作。

#### 参考文献

- [ 1 ] Zhang X, Jia M, Chen L, et al. Filtered-OFDM-enabler for flexible waveform in the 5th generation cellular networks[C]//2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). San Diego, CA: IEEE, 2015:1-6.
- [ 2 ] Qualcomm Incorporated. Waveform Candidates [ R // OL ]. Busan, Korea:3GPP, 2016:1-26. [2018-05-14]. <https://portal.3gpp.org/ngppapp/CreateTdoc.aspx?mode=view&contributionId=692921>.
- [ 3 ] Huawei,HiSilicon. f-OFDM scheme and filter design[R/OL]. Nanjing, China: 3GPP, 2016:1-10. [2018-05-26]. <https://portal.3gpp.org/ngppapp/CreateTdoc.aspx?mode=view&contributionId=701542&notification=>.
- [ 4 ] Guan P, Wu D, Tian T, et al. 5G field trials-OFDM-based waveforms and mixed numerologies [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35 (6): 1234-1243.
- [ 5 ] Cheng X, He Y, Ge B, et al. A filtered OFDM using FIR filter based on window function method[C]//2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Nanjing, China: IEEE, 2016: 1-5.
- [ 6 ] Farhang-Boroujeny B. A square-root Nyquist (M) filter design for digital communication systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56 (5): 2127-2132.
- [ 7 ] Hua J, Wen J, Lu W, et al. Design and application of nearly Nyquist and SR-Nyquist FIR filter based on linear programming and spectrum factorization[C]//2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Hangzhou, China:IEEE, 2014: 64-67.
- [ 8 ] Capizzi G, Coco S, Sciuto G L, et al. A new iterative FIR filter design approach using a Gaussian approximation [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2018, 25(11): 1615-1619.
- [ 9 ] Taheri S, Ghoraiishi M, Xiao P, et al. Square-root Nyquist filter design for QAM-based filter bank multicarrier systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67 (9):9006-9010.
- [ 10 ] Zahradnik P. Equiripple approximation of low-pass FIR filters [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2018, 65(4): 526-530.
- [ 11 ] Huang X, Jing S, Wang Z, et al. Closed-form FIR filter design based on convolution window spectrum interpolation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64 (5): 1173-1186.
- [ 12 ] Abdoli J, Jia M, Ma J. Filtered OFDM: a new waveform for future wireless systems [C]//2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Stockholm, Sweden: IEEE, 2015: 66-70.
- [ 13 ] Wu D, Zhang X, Qiu J, et al. A field trial of f-OFDM toward 5G[C]//2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Washington, DC, USA: IEEE, 2016: 1-6.
- [ 14 ] Li J, Bala E, Yang R. Resource block filtered-OFDM for future spectrally agile and power efficient systems [J]. Physical Communication, 2014, 11:36-55.
- [ 15 ] 罗满景. 基于滤波器组的多载波(FBMC)调制系统的研究及实现[D]. 成都:电子科技大学, 2016.
- [ 16 ] Rakshit H, Ullah M A. An adjustable novel window function with its application to FIR filter design [C] // 2015 International Conference on Computer and Information Engineering (ICCIE). Rajshahi, Bangladesh: IEEE, 2015: 36-41.
- [ 17 ] Rakshit H, Ullah M A. FIR filter design using an adjustable novel window and its applications[J]. International Journal of Engineering & Technology, 2015, 7(4): 1151-1162.
- [ 18 ] Karmaker T, Anower M S, Habib M A. FIR filter design using an adjustable spectral efficient window function [C] //2nd International Conference on Electrical & Electronic Engineering (ICEEE). Rajshahi, Bangladesh: IEEE, 2017: 1-4.
- [ 19 ] Shil M, Rakshit H, Ullah H. An adjustable window function to design an FIR filter [C] // 2017 IEEE International Conference on Imaging, Vision & Pattern Recognition (icIVPR). Dhaka, Bangladesh: IEEE, 2017: 1-5.
- [ 20 ] Mottaghi-Kashtiban M, Shayesteh M G. New efficient window function, replacement for the Hamming window [J]. IET Signal Processing, 2011, 5(5): 499-505.
- [ 21 ] Huawei H. Low-complexity filter implementation for f-OFDM [R/OL]. Lisbon, Portugal:3GPP, 2016:1-6. [2018-06-24]. <https://portal.3gpp.org/ngppapp/CreateTdoc.aspx?mode=view&contributionId=732228>.
- [ 22 ] Yli-Kaakinen J, Levanen T, Renfors M, et al. Optimized fast convolution based filtered-OFDM processing for 5G[C]//2017 European Conference on Networks and Communications (EuCNC). Oulu, Finland: IEEE, 2017: 1-6.
- [ 23 ] Daher A, Baghious E H, Burel G, et al. Overlap-save and overlap-add filters: optimal design and comparison[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(6): 3066-3075.
- [ 24 ] MathWorks. Evaluating 5G waveforms over 3D propagation channels with the 5G library[R/OL]. 2017:1-15. [2018-06-28]. [https://de.mathworks.com/content/dam/mathworks/tag-team/Objects/w/93107v00\\_Wireless\\_App\\_Note\\_MW\\_5G\\_Library.pdf](https://de.mathworks.com/content/dam/mathworks/tag-team/Objects/w/93107v00_Wireless_App_Note_MW_5G_Library.pdf).
- [ 25 ] Sahin A, Guvenc I, Arslan H. A survey on multicarrier communications: prototype filters, lattice structures, and implementation aspects[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(3): 1312-1338.