中国科学: 信息科学 2017 年 第 47 卷 第 2 期: 235–246
SCIENTIA SINICA Informationis
《中国科学》杂志社
SCIENCE CHINA PRESS

论文

基于频谱效率提升的 FMT 系统实现方法

邵凯[1,2*], 秦梦瑶[1], 王光宇[1]

1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065, 中国
2. Department of Electronics and Communications Engineering, Tampere University of Technology, Finland FI-33101, Finland
* 通信作者. E-mail: shaokai@cqupt.edu.cn

收稿日期: 2016–05–20; 接受日期: 2016–07–04; 网络出版日期: 2016–12–12
国家科技重大专项 (批准号: 2016ZX03001010) 和重庆市教委科学技术研究项目 (批准号: KJ1400437) 资助

摘要 本文基于快速卷积方案实现滤波多音调制 (filtered multi-tone, FMT) 系统, 可以对子载波的中心频率及宽度进行灵活配置. 针对传统 FMT 系统频谱效率低下的问题, 提出以频率点为单位引入频谱重叠的新型 FMT 系统 (overlapped FMT, O-FMT) 研究方法. 通过实验方法分析了 O-FMT 系统中重叠因子、频率点重叠点数及滚降因子与系统性能间的关系. 仿真结果证明该方法可以同时处理多种波形, 并能通过几个参数的最优配置满足多种业务场景对系统运算复杂度、频谱利用率、均方误差等不同的性能需求.

关键词 FMT 系统, 重叠保留法, 快速卷积, 频谱重叠, 频谱效率

1 引言

对移动通信而言, 最重要的是无线传输技术也称空中接口技术. 在第五代移动通信 (the fifth generation mobile communication system, 5G) 中, 大量的设备连接要求海量的数据帧必须支持非正交异步接入, 爆炸性的移动数据流量增长要求极大提升频谱效率, 不断涌现的各类新业务和应用场景要求调制信号有很高的频域分辨率, 且具有适配各种业务的灵活性 [1~3].

随着 5G 对无线传输技术的要求越来越高, 滤波器组多载频调制 (filter bank multicarrier, FBMC) 再次成为研究热点 [4]. FBMC 的两种经典实现结构分别为滤波器组多载频/交错正交幅度调制 (filter bank multicarrier/offset quadrature amplitude modulation, FBMC/OQAM) [5] 和滤波多音 (filtered multi-tone, FMT) 调制 [6]. 前者由于 OQAM 带来的实数传输特性, 导致 FBMC/OQAM 很难与 MIMO 结合 [7], 限制了其在 5G 中的应用前景. 而 FMT 不仅支持复数混叠传输, 更具有与正交频分复用 (OFDM) 类似的结构和频谱利用率 [8]. FMT 的原型滤波器通常采用平滑的带限信号, 可以提供较高的频域分辨率, 同时可通过不同原型函数配置, 设计灵活变化的子带宽度 [9] 满足不同业务需求. 然而,

引用格式: 邵凯, 秦梦瑶, 王光宇. 基于频谱效率提升的 FMT 系统实现方法. 中国科学: 信息科学, 2017, 47: 235–246, doi: 10.1360/N112016-00132
Shao K, Qin M Y, Wang G Y. Implementation of the filtered multi-tone based on the improved spectral efficiency (in Chinese). Sci Sin Inform, 2017, 47: 235–246, doi: 10.1360/N112016-00132

© 2016《中国科学》杂志社

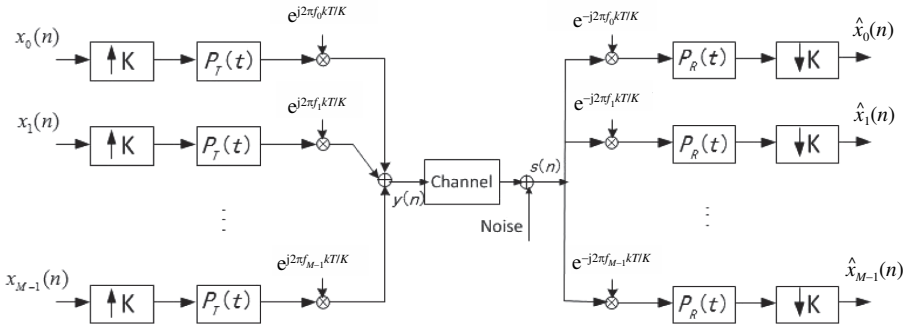


图 1　FBMC 调制系统框图

Figure 1　Block diagram of an FBMC system

FMT 要求子载波频谱严格不重叠, 限制了系统频谱效率的提高. 如果能有效提升 FMT 的频谱利用率, FMT 将在 5G 中具有更强的竞争力.

Mazo 在 1975 年提出了超 Nyquist 传输模式 (faster-than-Nyquist, FTN) [10], 当发送端采用滚降系数为 0.3 的根升余弦脉冲时, 在误码率不变的情况下, 传输速率能够提高 42% [11]. 后来 Fredrik 把 FTN 的概念扩展到了频域, 将原本频域正交的波形信号减少频距, 得到类似时域 FTN 类似的结论, 即信号在频域允许一定程度的非正交混叠 [12]. 基于 FTN 理论, 本文将提出一种以频率点为步进单位研究引入频谱重叠的新型 FMT 调制 (overlapped filtered multi-tone, O-FMT) 的方法, 以提高 FMT 系统频谱利用率.

传统的 FMT 系统采用基于多相分解的有效实现方案, 并不适用于引入频谱重叠的 FMT 系统研究及实现. 因此, 本文在对 FMT 系统及其引入频谱重叠的基本原理简要介绍后, 第 3 节将利用快速卷积原理, 设计出满足灵活配置特性的基于快速卷积的 FMT 调制 (fast-convolution filtered multi-tone, FC-FMT) 方案, 并对循环混叠引入干扰和均方误差进行仿真分析; 然后第 4 节将研究引入频谱重叠后的 O-FMT 系统; 最后在第 5 节给出如何找到最优化的配置参数.

2　FMT 系统基本原理

图 1 表示一个通用的 FBMC 系统的基本结构. 发送端产生的信号表示为

$$y(n)=\sum_{n}\sum_{k\in\kappa}x_k(n)p_T(t-nT)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(t-nT)f_kkT/K}, \tag{1}$$

$x_k(n)$ 是子载波数据符号, $\uparrow K$ 和 $\downarrow K$ 表示插值和抽取, 发送端和接收端原型函数分别为 $P_T(t)$ 和 $P_R(t)$. FMT 是一种特殊的 FBMC 结构, 其最大的特点是插值和抽取系数 K 大于系统载波数 M, 这种非严格采样使得子载波间距 $K/TM>1/T$, 保证了 FMT 系统子载波间的非重叠频域正交. FMT 的这种设计牺牲了系统的频谱效率, 目的是为了系统的重建特性. 然而根据 FTN 理论的 Mazo 极限, 适当的引入子载波间的频域混叠, 并不会对系统重建性能带来严重影响. 因此如果引入频谱压缩因子 ∂, 式 (1) 可以改写成

$$y(n)=\sum_{n}\sum_{k\in\kappa}x_k(n)p_T(t-nT)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(t-nT)\partial f_kkT/K}, \tag{2}$$

∂ 决定带宽压缩程度, 能节省的带宽值为 $(1-\partial)\times 100\%$.

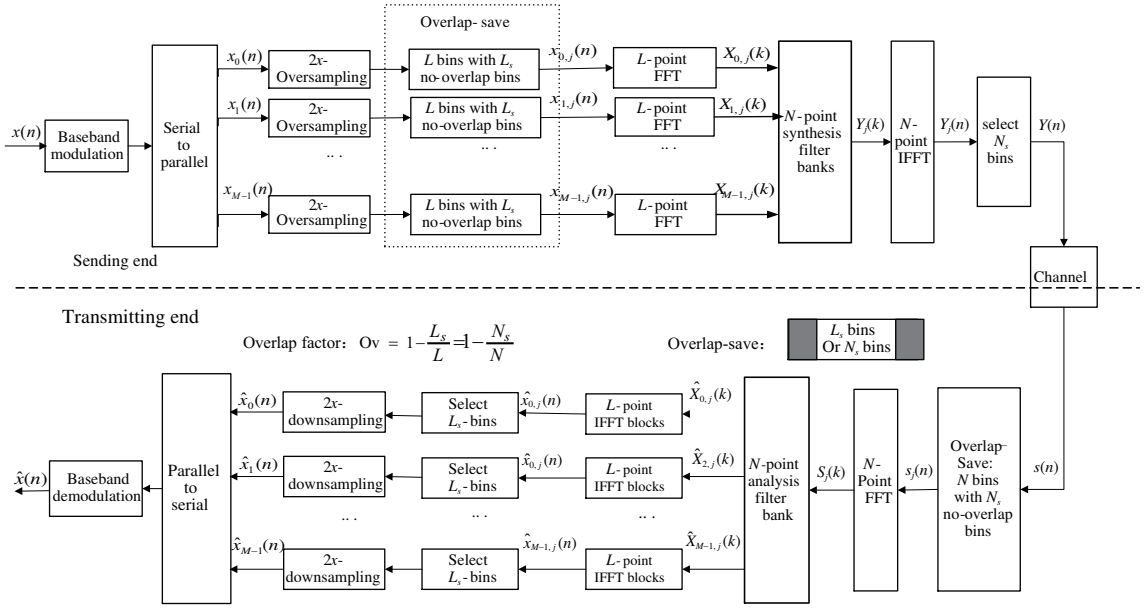


图 2 FC-FMT 系统实现框图

Figure 2 Systematic diagram of FC-FMT

研究 FMT 系统的通过频域重叠来提升频谱效率的可能性, 需要考虑原型函数、插值和抽取系数、子载波数等的相关关系, 在时域中分析比较复杂. 本文采用快速卷积方法, 在频域实现 FMT 系统, 从调整子载波中心频率、子载波宽度等方面研究 FMT 系统的频谱重叠特性.

3 FC-FMT 系统

设 $x(n)$ 为 N_1 点序列, $h(n)$ 为 N_2 点序列, 则它们的快速卷积为

$$x(n) * h(n) = \mathrm{IFFT}(\mathrm{FFT}(x(n)) \cdot \mathrm{FFT}(h(n))), \tag{3}$$

其中, IFFT/FFT 点数必须通过补零满足 $N \geqslant N_1 + N_2 - 1$, 否则将会带来循环混叠干扰 [13]. 当 $x(n)$ 和 $h(n)$ 长度悬殊时, 必须使用重叠保留或重叠相加的分段处理方法 [14]. 文献 [15] 详尽阐述了如何将重叠保留法应用到多速率滤波器组. Renfors 提出一种基于快速卷积方法实现滤波器组 (fast-convolution filter bank, FC-FB) 的方案, 该方案满足近似完全重建的条件 [16], 可达到很高的频谱分辨率 [17], 可灵活调整子载波的中心频率、带宽和信号采样速率 [18]. 结合 FC-FB 的基本思想, 本文给出 FC-FMT 系统的实现框图, 如图 2 所示.

图 2 中, 系统输入信号 $x(n)$ 先经过基带调制、串并变换得到子数据流 $x_i(n)$, 再经过两倍上采样的预处理后, 利用重叠保留法, 分成等长度为 L 的若干段 $x_{i,j}(n)$, 要求每段中传输的非重叠数据为 L_s 点, 即每段的前 $(L-L_s)/2$ 点与前一段重复、每段的后 $(L-L_s)/2$ 点与后一段重复. 其中每段中传输的非重叠数据为 L_s 点, $x_{i,j}(n)$ 表示第 i 个子信道上第 j 个分段. 然后对这些 $x_{i,j}(n)$ 的数据段求 FFT 变换, 得到图 1 中的 L 点 FFT 段 $X_{i,j}(k)$. 接着取每个子信道的第 j 个 L 点 FFT 段, 组成一个 N $(N = LM)$ 点的块 $X_j(k)$, 与频域抽样滤波器组相乘, 再作 IFFT 变换, 得到 N 点的 IFFT 块 $y_j(n)$. 根据重叠保留法的原理, 抽取每个数据块中对应的有效传输的 N_s 点 (N_s 满足 $N_s = L_s/L \cdot N$), 依次输出

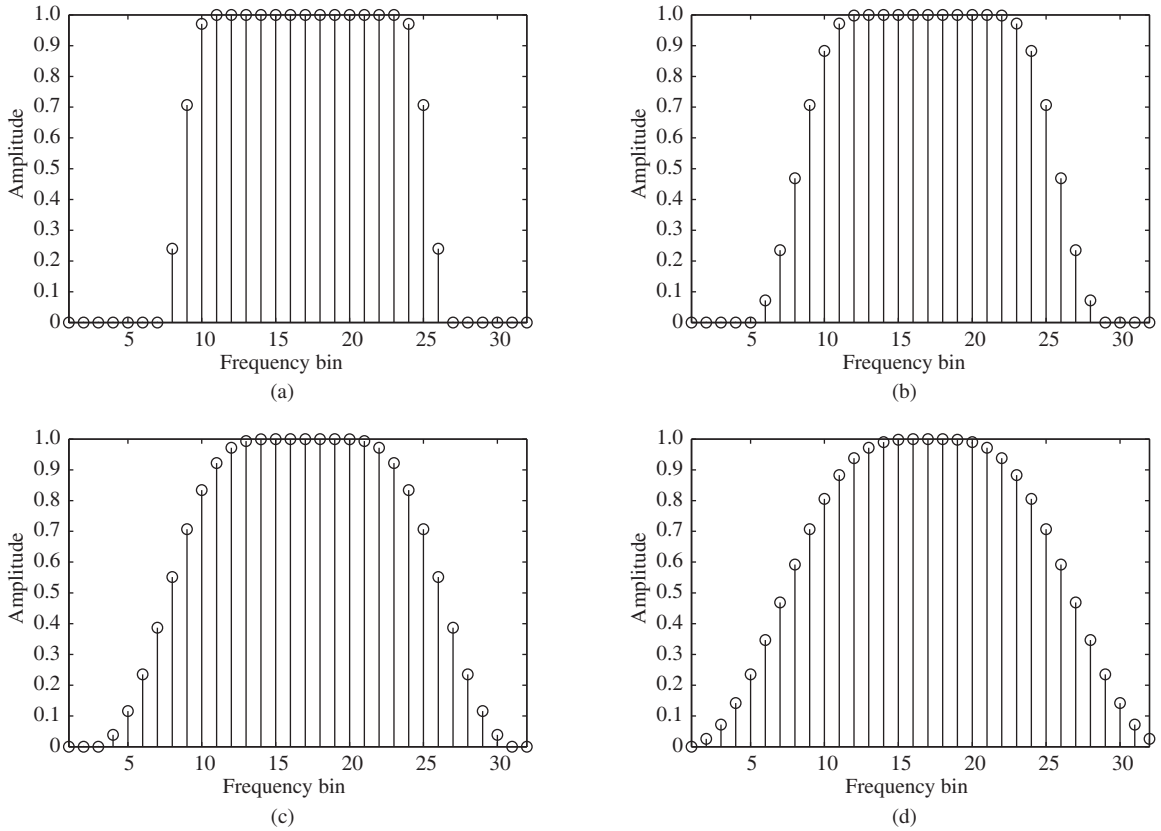


图 3　$L = 32$ 时, 不同滚降因子原型滤波器频率响应图

Figure 3　FFT-domain weights for different prototype filters with $L = 32$. (a) Roll-off factor=0.25; (b) roll-off factor=0.5; (c) roll-off factor=0.75; (d) roll-off factor=1

得到的就是 FMT 调制信号. 在接收端, 分析滤波器组端的处理为综合端的逆过程. 接收信号 $s(n)$ 按照类似的重叠保留法被分成等长度为 N 的若干块 $s_j(n)$. 然后求 FFT 得到频域信号 $S_j(k)$, 再与频域抽样法得到的分析滤波器组相乘, 对该结果取各个子信道的对应位置得到子载波的频域信号 $\hat{x}_{i,j}(k)$, $\hat{x}_{i,j}(k)$ 表示第 i 子信道上第 j 段的信号, 长度为 L. 接着对每一个数据段 $\hat{x}_{i,j}(k)$ 抽取 L_s 点, 经过 2 倍下采样后, 得到的就是解调的子数据流 $\hat{x}_i(n)$. $\hat{x}_i(n)$ 再经并串变换、基带解调后得到的就是重建信号 $\hat{x}(n)$.

需要说明的是, 图 2 中的两倍上、下采样的处理, 是因为快速卷积要求数据段的频域点数与子带滤波器频响点数相等, 但由于滤波器存在滚降特性, 因此必须引入过采样因子, 本文选择 2 倍过采样因子. 另外, 规定图 2 中重叠因子 $\mathrm{Ov} = 1 - L_s/L = 1 - N_s/N$, 表示数据块 (或数据段) 中重叠部分长度与总长度的比值. N 点数据块和 L 点数据段具有相同的重叠因子, 这是重叠保留法的基本要求 [14]. 重叠因子越大, 快速卷积带来的循环混叠干扰越小, 但同时也会带来计算复杂度的问题. FC-FMT 的系统频谱性能很大程度上取决于点综合/分析滤波器组的设置. 系统中原型滤波器的设计采用频率抽样法, 通带、阻带抽头系数分别设置为 1 和 0, 过渡带抽头系数满足半 Nyquist 准则 [19]. 为验证基于快速卷积实现 FMT 系统的可行性, 下面进行仿真分析.

(1) 参数设置.　参数设置中, 原型滤波器 (即数据段) 点数 $L = 32$, 子信道数 $M = 32$, 综合/分析滤波器组点数 $N = 32 \times 32 = 1024$, 原型滤波器滚降系数分别为 0.25, 0.5, 0.75, 1, 其频率响应如图 3

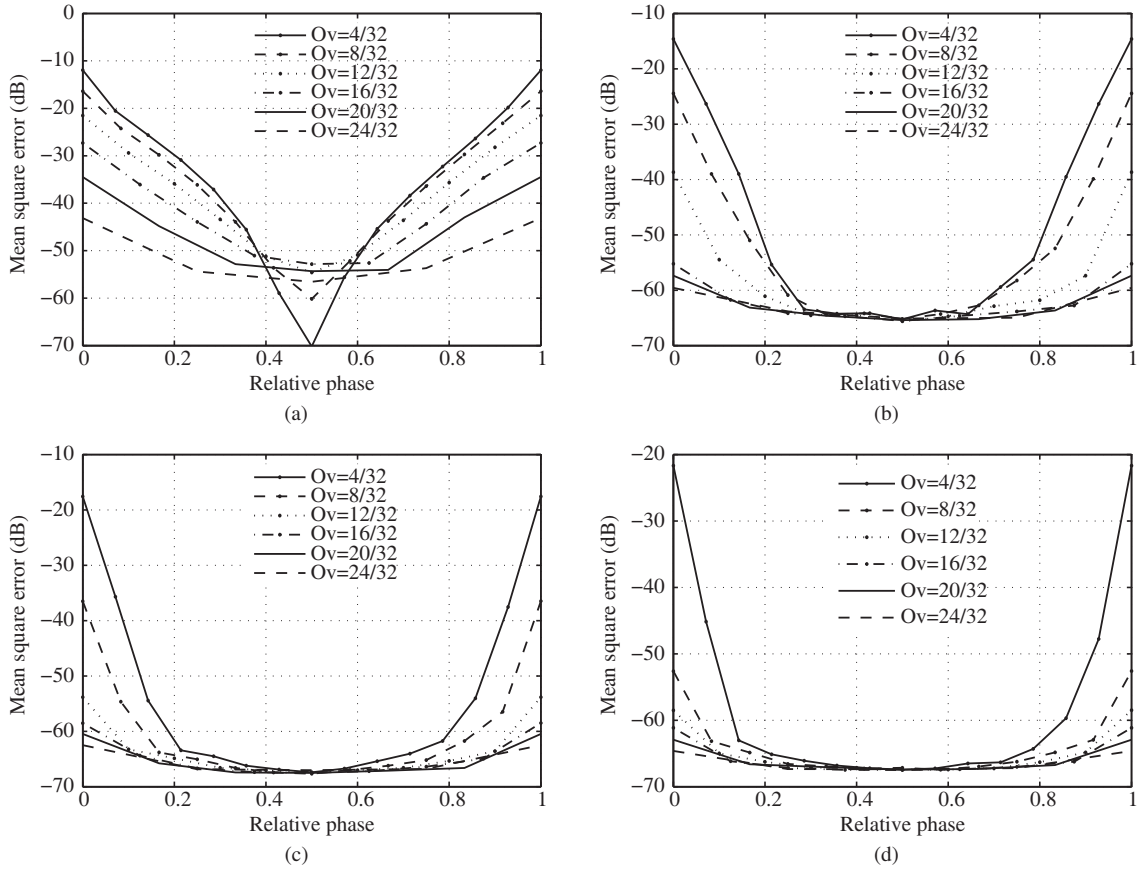


图 4 FC-FMT 系统数据段内均方误差比较图

Figure 4 Comparison of mean square error within FFT blocks in FC-FMT system. (a) Roll-off factor=0.25; (b) roll-off factor=0.5; (c) roll-off factor=0.75; (d) roll-off factor=1

所示.

(2) 数据段误差分析. 由于快速卷积是针对每个子信道数据信号进行的, 因此本小节仅以一个子信道作为分析对象. 假设 FMT 系统子信道传输符号数为 C, L 点数据段中非重叠点占 L_s 个, 则每个数据段传输的有效数据为 $L_s/2$ 个, 重叠保留法划分数据段的总数为 $J=\lceil 2C/L_s\rceil$, 其中 $\lceil\bullet\rceil$ 表示向上取整. 可见传输数据量一定时, L_s 越小, 重叠保留法分段总数越多, 则系统运算量越大. 规定数据段中第 n 个有效数据处的均方误差 (mean square error, MSE) 为

$$\mathrm{MSE}_n=\frac{1}{J}\sum_{t=1}^{J}\left|\frac{\mathrm{out}_{t,n}-\mathrm{in}_{t,n}}{\mathrm{in}_{t,n}}\right|^2,\quad n=1,\ldots,L_s/2, \tag{4}$$

其中, $\mathrm{out}_{t,n}$ 是经调制系统解调的第 t 个数据段中第 n 个输出信号, $\mathrm{in}_{t,n}$ 是对应的输入信号. 图 4 给出了滚降系数分别取 0.25, 0.5, 0.75, 1, 采用不同重叠因子时, FC-FMT 系统数据段内的均方误差比较图, 其中横坐标对数据段内位置 n 进行了归一化.

图 4(a)~(d) 呈现出一个规律: 系统数据段内误差 MSE 曲线整体上近似为一个 U 型, 即两端的 MSE 最高, 随着相对相位越靠近中间, MSE 逐渐下降, 当下降到一定程度, MSE 趋于稳定. 这个规律有助于找到合适的导频位置进行更准确的信道估计和同步. 同时从图 4 还可以看到, 滚降系数相同时,

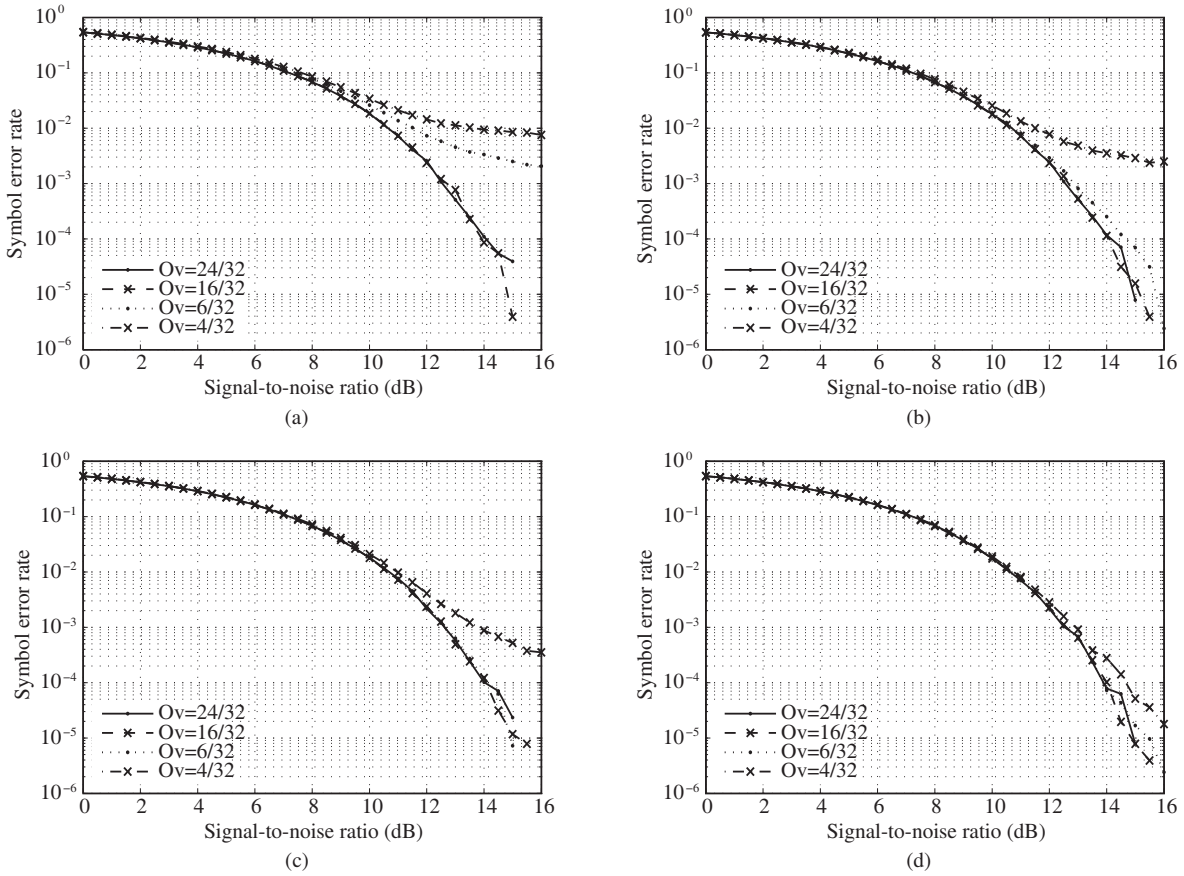


图 5　理想信道下, FC-FMT 误码率性能图

Figure 5　Comparison of SER performance in FC-FMT system under ideal AWGN channel. (a) Roll-off factor=0.25; (b) roll-off factor=0.5; (c) roll-off factor=0.75; (d) roll-off factor=1

重叠因子越大, 系统数据段内 MSE 越小; 重叠因子相同时, 滚降系数越小, 系统数据段内 MSE 越大. 这都与利用重叠保留法实现快速卷积的实质是吻合的. 前者是因为重叠因子越大, 丢弃的错误数据就更多, 数据段内的 MSE 就可能更低, 而后者是因为滚降系数越小的滤波器, 对应的时域脉冲序列越长, 作快速卷积时引入的循环混叠干扰越大, 从而数据段内 MSE 越高.

(3) 误码率分析.　图 5 为加性 Gauss 白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 的理想信道下, 基带调制方式为 16QAM, 滚降系数分别为 0.25, 0.5, 0.75, 1 时, 不同重叠因子条件下 FC-FMT 调制系统 SER 曲线.

分别观察图 5(a)~(d), 随着重叠因子的增加, 在低信噪比条件下, 系统的误码率几乎一致, 随着信噪比分别增加至 8 dB, 10 dB, 11 dB, 12 dB 以后, 误码率才有所差别. 这是因为虽然不同重叠因子引入的系统循环混叠干扰不同, 但在低信噪比时, 它们远远小于 Gauss 白噪声带来的干扰; 而随着信噪比的增加, 噪声功率逐渐降低, 当噪声带来的干扰小于循环混叠干扰时, 不同重叠因子的系统误码率曲线才开始有所差别. 也就是说, 重叠因子只有在信噪比高于一定值后, 才对系统误码率产生影响. 比较图 5(a)~(d), 可以看出图 5(a) 中重叠因子为 4/32 和 6/32 明显高于另外两条曲线; 图 5(b) 中重叠因子为 4/32 的曲线明显高于其他两条, 重叠因子 6/32 的曲线略高于重叠因子为 24/32 和 16/32 的两条曲线; 图 5(c) 中重叠因子为 4/32 的曲线明显高于其他 3 条曲线, 且其他 3 条曲线差异不大; 图

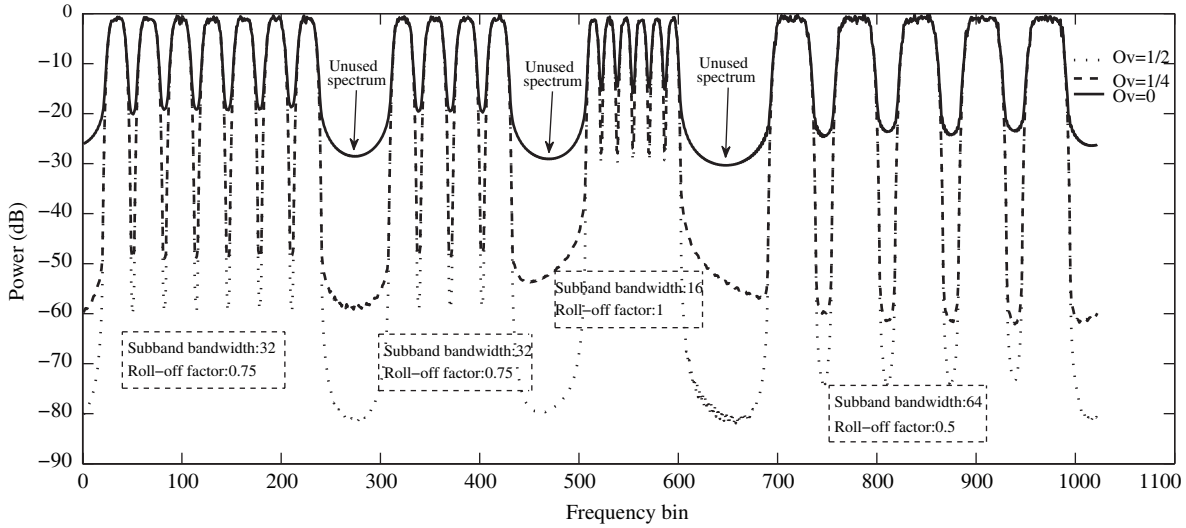


图 6 FC-FMT 系统同时处理多种波形的频谱图

Figure 6 Example of multiplexing different waveforms in FC-FMT system

5(d) 中 4 条仿真曲线误码率性能相差不多. 这是因为滚降系数越大的原型滤波器, 对应的时域脉冲越短, 受循环混叠干扰的影响越小, 所以不同重叠因子带来的 FC-FMT 系统误码率性能差异不大; 反之, 滚降系数越小, 重叠因子不同造成 FC-FMT 系统误码率性能会有明显的差异.

(4) 同时处理多种波形. 由于 FC-FMT 系统是在频域实现的, 因此可以灵活地调整子载波的中心频率、带宽和信号采样速率. 图 6 给出了 FC-FMT 系统同时处理多种波形的频谱图. 可以看出, 该系统可以灵活地选择使用或关闭某段频谱, 也可以同时传输不同带宽、不同滤波特性的子带信号, 非常适合 5G 中多业务多场景的传输.

4 O-FMT 系统

传统 FMT 调制子带频谱以不重叠的方式保持正交, 造成系统频谱利用率较低. 由于 FC-FMT 实现方案具有灵活调整子信道中心频率、子带带宽的特性, 因此, 可以通过控制相邻滤波器间重叠点数来提高系统频谱利用率, 这种引入频谱重叠的系统称为 O-FMT 系统.

O-FMT 系统模型与 FC-FMT 系统模型非常相似, 不同的是综合滤波器组和分析滤波器组的设置, 其示意图如图 7 所示.

(1) 频谱利用率的分析. 当重叠点数为 x 时, 假设系统符号速率为 $1/T$, 由于 2 倍上采样的关系, 可知子信道的带宽为 $2/T$, 由于频谱重叠的关系, 系统总带宽变为 $(2/T)\cdot[LM-x(M-1)]/L$, 则此时 Overlapping FC-FMT 系统的频谱利用率为

$$\eta=\frac{L/2\cdot M}{LM-x(M-1)}\ \text{Baud/Hz}, \tag{5}$$

当子载波数 M 较大时,

$$\eta\approx\frac{L/2}{L-x}\ \text{Baud/Hz}. \tag{6}$$

本文只考虑重叠点数 $0<x\leqslant L/2$, 表 1 给出了 $L=32$ 时, 重叠点数与频谱利用率的对应关系.

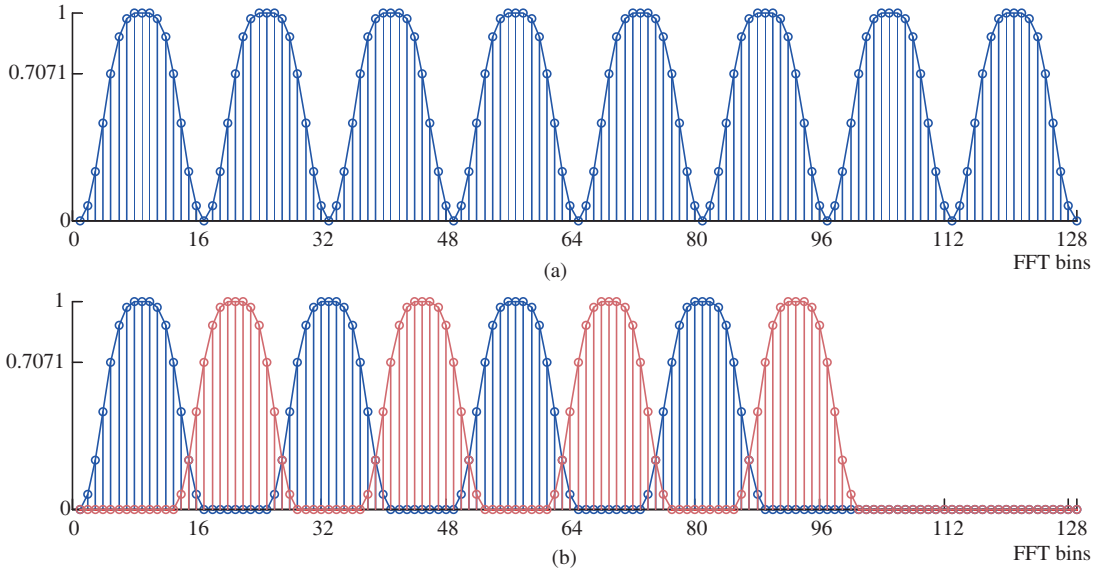


图 7 (网络版彩图) O-FMT 和 FC-FMT 系统综合/分析滤波器组比较

Figure 7 (Color online) Comparison of synthesis/analysis filter banks in O-FMT and FC-FMT system. (a) Spectrum diagram of FC-FMT; (b) spectrum diagram of O-FMT

表 1 重叠点数与频谱利用率的对应关系 ($L = 32$)

Table 1 The corresponding table of overlap frequency bins and spectral density with $L = 32$

Overlap bins	1	2	3	4	5	6	7	8
Spectral efficiency	0.52	0.53	0.55	0.57	0.59	0.62	0.64	0.67
Overlap bins	9	10	11	12	13	14	15	16
Spectral efficiency	0.7	0.73	0.76	0.8	0.84	0.89	0.94	1

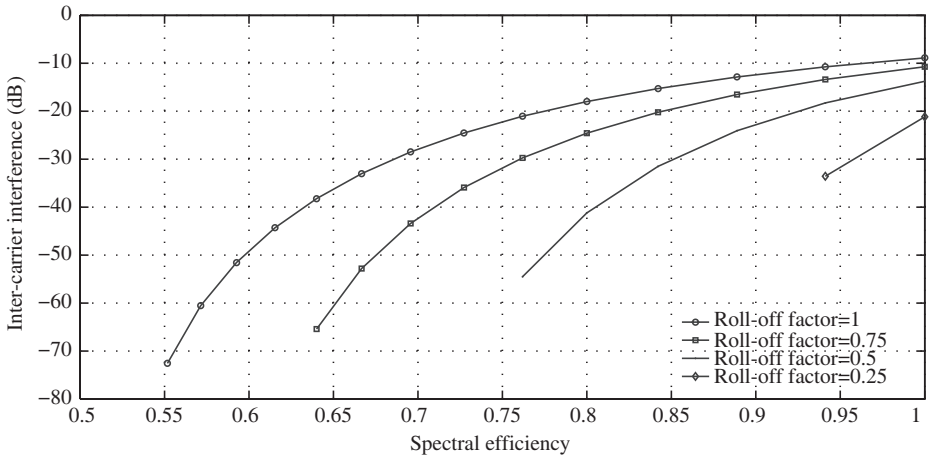


图 8 $L = 32$ 时, O-FMT 系统的 ICI 仿真图

Figure 8 ICI simulations in O-FMT system with $L = 32$

(2) 载波间干扰的分析. 由于 O-FMT 系统引入子载波频谱重叠, 各个子载波与相邻载波就会产生载波间干扰 (inter-carrier interference, ICI). 图 8 为 O-FMT 系统的 ICI 仿真图. 从图 8 可以看出,

表 2　O-FMT 系统所允许的最大频谱利用率 [a)]

Table 2　The allowed maximum spectral density for O-FMT system[a)]

Roll-off	MSE (dB)	Overlap factor						
		28/32	24/32	20/32	16/32	12/32	8/32	4/32
Roll-off factor=1	−60	0.55	0.55	0.55	0.55	0.53	0.53	–
	−50	0.57	0.57	0.57	0.57	0.57	0.57	–
	−40	0.59	0.59	0.59	0.59	0.59	0.59	–
	−30	0.64	0.64	0.64	0.64	0.64	0.64	0.62
Roll-off factor=0.75	−60	0.62	0.62	0.62	0.62	0.59	–	–
	−50	0.64	0.64	0.64	0.64	0.64	–	–
	−40	0.67	0.67	0.67	0.67	0.67	0.67	–
	−30	0.73	0.73	0.73	0.73	0.73	0.73	0.5
Roll-off factor=0.5	−60	0.7	0.7	0.7	0.7	–	–	–
	−50	0.73	0.73	0.73	0.73	0.5	–	–
	−40	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76	–	–
	−30	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.76	–
Roll-off factor=0.25	−60	0.5	–	–	–	–	–	–
	−50	0.84	0.67	–	–	–	–	–
	−40	0.84	0.84	0.84	–	–	–	–
	−30	0.89	0.89	0.89	0.89	0.76	–	–

a) 频谱利用率的单位为 Band/Hz; – 表示不存在

滚降系数分别为 1, 0.75, 0.5, 0.25 的 O-FMT 系统, 当频谱利用率分别提升至 0.57, 0.65, 0.75, 0.93 时, 系统 ICI 都能保持在 −60 dB 的水平以下. 结果表明, 通过对子载波的滤波器进行以频率点为单位的重叠, 额外增加的 ICI 可以被控制在一定范围内, 并且频谱利用率也得到了有效的提升.

5　参数优化配置

通过前面的分析可以看出, 基于快速卷积实现的 FMT 系统具有很多可灵活调控的参数以满足各种业务和环境不同的系统需求. 例如, 重叠因子越大, 由快速卷积引入的循环混叠干扰就越小, 系统 MSE 就越小, 但同时运算复杂度却在提高. 重叠点数越多, 系统的频谱利用率得到提升, 同时引入了载波间干扰, 造成系统 MSE 增加. 同时, 重叠因子、重叠点数对原型滤波器滚降系数不同的系统的敏感度又是不同的. 因此, O-FMT 系统可以通过简单地配置不同的频谱重叠点数、重叠因子和滚降系数来满足具体的系统要求.

为了更清楚地说明如何选择配置参数, 表 2 列出了不同参数 (滚降系数和重叠因子) 配置和不同 MSE 要求情况下, O-FMT 系统所允许的最大频谱利用率. 通过该图表即可找到最合适的 O-FMT 系统配置参数, 查找原则如下: (1) 若系统对可靠性要求较高, 则优先考虑满足最小的均方误差的参数; (2) 若系统频带资源非常匮乏, 则优先考虑满足最大频谱利用率的参数; (3) 若系统对计算复杂度的要求较高, 则优先考虑重叠因子最小的参数配置; (4) 当频谱利用率相等时, 选择满足重叠因子更小或者 MSE 更小的参数; (5) 当重叠因子相等时, 选择满足频谱利用率更大或者 MSE 更小的参数; (6) 当均方误差 MSE 一定时, 选择满足重叠因子更小或者频谱利用率的参数. 例如, 当系统要求 MSE 保持在

−60 dB 以下且频谱利用率尽量地高, 按照上述原则, 可以找到最优的参数为: 滚降系数取 0.5、重叠因子取 16/32、重叠点数为 9 (通过表 1 中频带利用率为 0.70 对应求得).

6 结束语

本文利用基于重叠保留法的快速卷积基本原理, 研究了 FMT 系统的频域实现方案 (FC-FMT), 通过仿真验证了该方案的有效性, 并分析了 FC-FMT 系统中重叠因子、滚降因子与系统性能间的关系. 然后针对 FMT 系统频谱效率低下的问题, 利用快速卷积实现方案可以灵活调制中心频率的特性, 提出以频率点为单位引入频谱重叠的新型 FMT 系统 (overlapped FMT, O-FMT). 最后, 指出 FC-FMT 可以通过简单地配置最优参数 (重叠因子、重叠点数、滚降系数) 以满足各种不同业务和环境对系统不同的需求 (运算复杂度、频谱利用率、均方误差等), 非常满足未来通信传输波形对灵活性的要求.

本文提出的 O-FMT 方案, 是 FTN 理论在 FBMC 中的实践应用. 未来的工作还需进一步评估衰落信道对系统性能的影响及相应的高级接收机设计. 作为 FBMC 的一种经典结构, FMT 支持复数传输, 可以克服 FBMC/OQAM 应用在 MIMO 中信道估计时遇到的难题. 相较于现有 5G 新波形方案中, 例如 F-OFDM [20], UF-OFDM [21], W-OFDM [22] 等以 OFDM 为基本架构, 通过时/频域处理压缩旁瓣提升频谱效率的方法, O-FMT 保留了 FBMC 系统无时域正交限制、子带滤波频谱收敛度高等特点, 更能通过加强频域混叠, 较大程度地提升频谱效率.

参考文献

1 Osseiran A, Boccardi F, Braun V, et al. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project. IEEE Commun Mag, 2014, 52: 26–35

2 Patel S, Chauhan M, Kapadiya K. 5G: future mobile technology-vision 2020. Int J Comput Appl, 2012, 54: 6–10

3 You X H, Pan Z W, Gao X Q, et al. The 5G mobile communication: the development trends and its emerging key techniques. Sci Sin Inform, 2014, 44: 551–563 [尤肖虎, 潘志文, 高西奇, 等. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术. 中国科学: 信息科学, 2014, 44: 551–563]

4 Farhang-Boroujeny B. OFDM versus filter bank multicarrier. IEEE Signal Process Mag, 2011, 28: 92–112

5 Louveaux J, Baltar L, Waldhauser D, et al. Equalization and demodulation in the receiver (single antenna). Phys Layer Dyn Spectrum Access Cogn Radio Deliverable D, 2008, 3: 35–46

6 Cherubini G, Eleftheriou E, Oker S, et al. Filter bank modulation techniques for very high speed digital subscriber lines. IEEE Commun Mag, 2000, 38: 98–104

7 Zakaria R, Le Ruyet D. A novel filter-bank multicarrier scheme to mitigate the intrinsic interference: application to MIMO systems. IEEE Trans Wirel Commun, 2012, 11: 1112–1123

8 Tonello A M, Pecile F. Analytical results about the robustness of FMT modulation with several prototype pulses in time-frequency selective fading channels. IEEE Trans Wirel Commun, 2008, 7: 1634–1645

9 Siclet C, Siohan P, Pinchon D. Perfect reconstruction conditions and design of oversampled DFT-modulated transmultiplexers. EURASIP J Advances Signal Process, 2006, 2006: 1–14

10 Mazo J E. Faster-than-Nyquist signaling. Bell Syst Tech J, 1975, 54: 1451–1462

11 Liveris A D, Georghiades C N. Exploiting faster-than-Nyquist signaling. IEEE Trans Commun, 2003, 51: 1502–1511

12 Rusek F, Anderson J B. The two dimensional Mazo limit. In: Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory, Adelaide, 2005. 970–974

13 Hu G S. Introduction to Digital Signal Processing. Beijing: Tsinghua University Press, 2005. 126–135 [胡广书. 数字信号处理导论. 北京: 清华大学出版社, 2005. 126–135]

14 Muramatsu S, Kiya H. Extended overlap-add and-save methods for multirate signal processing. IEEE Trans Signal Process, 1997, 45: 2376–2380

15 Borgerding M. Turning overlap-save into a multiband mixing, downsampling filter bank. Signal Process Mag, 2006, 23: 158–161
16 Renfors M, Yli-Kaakinen J, Harris F J. Analysis and design of efficient and flexible fast-convolution based multirate filter banks. IEEE Trans Signal Process, 2014, 62: 3768–3783
17 Yli-Kaakinen J, Renfors M. Fast-convolution filter bank approach for non-contiguous spectrum use. In: Proceedings of Future Network and Mobile Summi. Portugal: IEEE Computer Society, 2013. 1–10
18 Shao K, Alhava J, Yli-Kaakinen J, et al. Fast-convolution implementation of filter bank multicarrier waveform processing. In: Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Lisbon: IEEE, 2015. 978–981
19 Viholainen A, Bellanger M, Huchard M. PHYDYAS project, deliverable 5.1: prototype filter and structure optimization. Phys Layer Dynam Spectrum Access Cogn Radio Deliverable D, 2009, 5: 26–44
20 Abdoli J, Jia M, Ma J. Filtered OFDM: a new waveform for future wireless systems. In: Proceedings of the 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Stockholm: IEEE, 2015. 66–70
21 Schaich F, Wild T. Waveform contenders for 5G-OFDM vs. FBMC vs. UFMC. In: Proceedings of the 6th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP). Athens: IEEE, 2014. 457–460
22 Huang P, Lee Y. Adaptive decision feedback orthogonality restoration filter for windowed OFDM. In: Proceedings of Vehicular Technology Conference. Atlantic City: IEEE, 2001. 1106–1110

Implementation of the filtered multi-tone based on the improved spectral efficiency

Kai SHAO[1,2*], Mengyao QIN[1] & Guangyu WANG[1]

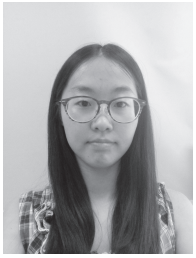
1. *School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing* 400065*, China*;
2. *Department of Electronics and Communications Engineering, Tampere University of Technology, Finland* FI-33101*, Finland*
*Corresponding author. E-mail: shaokai@cqupt.edu.cn

Abstract This paper proposes a frequency domain implementation method for the filtered multi-tone (FMT) based on fast convolution called FC-FMT, which can adjust the center frequencies flexibly. Aiming at the low spectral efficiency of the FMT, spectral-overlapping in frequency bins is introduced in FC-FMT called Overlapped FC-FMT (O-FMT). We then analyze the relationships between the overlap factor, overlap frequency bins, roll-off factor, and system performance using models and simulations. The simulation results show that O-FMT can be used to simultaneously process multiple waveforms. It also has superiority in meeting a variety of transport requirements, such as computation complexity, spectrum efficiency, and mean squared error, for multiple services due to simple parameters.

Keywords filtered multi-tone, overlap save, fast convolution, spectral overlapping, spectrum density

Kai SHAO received his B.S. degree in computer science education from Southwest China Normal University, China, in 2000 and his M.S. degree in telecommunication and computer networks engineering from London South Bank University, UK, in 2004. He is currently working towards his Ph.D. degree in communication at the Tampere University of Technology, Finland. In September 2000, he joined the Chongqing University of Posts and Telecommunications (CQUPT) China; he now is associate professor. His main research interests are multicarrier modulation techniques for mobile communication, multirate digital signal processing, and filter bank theory.

Guangyu WANG received his B.S. and M.S. degrees in communication engineering from Chongqing University of Posts and Telecommunications (CQUPT) and Beijing University of Posts and Telecommunications, China, in 1985 and 1988, respectively, and his Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Kiel, Germany, in 1999. His current research interests include filter bank-based multicarrier modulation, transmission systems of the next generation of wireless networks, and multirate system and filter bank theory.



Mengyao QIN received her B.S. degree in mobile telecommunications from Chongqing University of Posts and Telecommunications, China, in 2013. She is currently a M.S. candidate. Her research focuses on multicarrier modulation techniques for mobile communication, multirate digital signal processing, and filter bank theory.