

# 基于循环前缀的滤波多音技术方案

彭琴<sup>①\*</sup>, 卞鑫<sup>①</sup>, 钱国明<sup>①</sup>, 芮贊<sup>②③</sup>

① 南京邮电大学电子科学与工程学院, 南京 210003

② 中国科学院上海高等研究院, 上海 201210

③ 东南大学移动通信国家重点实验室, 南京 210096

\* 通信作者. E-mail: pengqin1964@126.com

收稿日期: 2015-06-10; 接受日期: 2015-11-17; 网络出版日期: 2015-12-28

国家自然科学基金(批准号: 61302093)、上海市科委基金(批准号: 1451110505)、东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(批准号: 2013D07)、国家自然科学基金国际(地区)合作与交流基金(批准号: 61461136001)和国家高技术研究发展计划(863计划)重点基金(批准号: 2015AA01A709)资助项目

**摘要** 针对 LTE 物理层接入方案——基于循环前缀的正交频分复用(CP-OFDM)系统架构的基础上, 推导出基于循环前缀的滤波多音(CP-FMT)新型调制方案, 完成基于 CP-FMT 调制方案仿真平台的搭建。从理论上分析比较了 CP-FMT 技术与 CP-OFDM 技术的频率分集性能以及多址干扰性能。仿真结果表明, 在理想条件下, CP-FMT 技术能够提高系统的分集增益和误码性能, 且多址干扰性能优于 CP-OFDM 系统, 鲁棒性好。

**关键词** 5G CP-OFDM 循环前缀 CP-FMT 分集增益

## 1 引言

随着智能终端的普及, 移动新业务需求持续增长, 无线传输速率需求呈指数增长, 但无线通信的传输速率仍然难以满足未来移动通信的应用需求, 这促使新一代无线移动通信系统(5G 移动宽带系统)的形成, 以满足 2020 年及以后人类信息社会的需求。IMT-2020(5G)推进组《5G 愿景与需求白皮书》中提到, 到 2020 年, 全球总移动数据流量将达到 2010 年的 1000 倍, 这意味着单位面积的吞吐能力要达到每平方千米 100 Gbps。为了解决全球移动互联网流量爆炸性增长带来的频谱资源短缺问题, 通过对当前技术的演进及革命性技术的创新, 5G 的平均频谱效率相对于 4G 需要提升 5~10 倍<sup>[1, 2]</sup>。由于移动通信系统的频谱资源有限, LTE 及其演进系统在技术和网络等各方面的优化空间有限, 这就需要提出新的空口传输技术, 如同频同时双工技术, 非正交非同步多址技术, 角动量调制技术等。

现有多载波技术主要有已成熟应用的 OFDM(正交频分多址)技术和国外研究相对较多的 FMT(滤波多音调制)技术。OFDM 技术需要插入循环前缀, 且各子载波间须保持同步以确保正交, 这限制了频谱利用的灵活性。其子带间的正交性易受频偏等因素的影响, 从而引起载波间干扰(ICI, inter-carrier interference), 导致系统性能下降。另外, 同步误差、循环前缀(CP, cyclic prefix)长度的欠缺等都会影响 OFDM 系统的鲁棒性<sup>[3]</sup>。

引用格式: 彭琴, 卞鑫, 钱国明, 等. 基于循环前缀的滤波多音技术方案. 中国科学: 信息科学, 2016, 46: 75–84, doi: 10.1360/N112015-00129

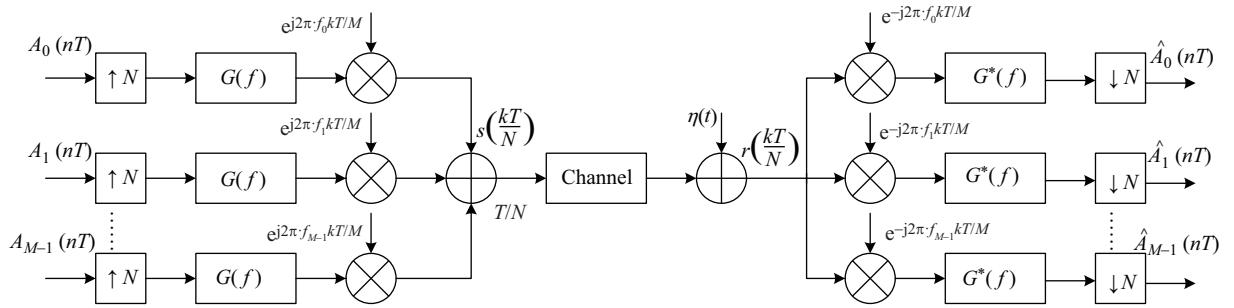


图 1 FMT 系统结构框图

Figure 1 Block diagram of FMT system structure

FMT 技术通过滤波器组调制使各子信道间的频谱不重叠<sup>[4]</sup>, 从而避免了 OFDM 系统对频偏敏感这一缺点。但由于采用了不满足理想重构条件的滤波器作为子信道滤波器, 从而在 FMT 系统中引入了码间干扰 (ISI, inter-symbol interference)<sup>[5]</sup>, 因此系统接收端需要引入复杂的均衡技术 (如判决反馈均衡 DFE) 来将其消除。

本文结合 3GPP-LTE TR25.814 中 LTE 物理层接入方案——CP-OFDM, 提出了基于循环前缀的滤波多音 (CP-FMT) 技术方案, 并实现了与 LTE 帧结构的兼容, 提高了系统的分集增益和误码性能。

## 2 FMT 系统结构

FMT 技术是一种滤波器组调制技术。FMT 系统<sup>[6, 7]</sup>是通过滤波器组调制技术使各子带之间的频谱不重叠, 其原理框图如图 1 所示。

$A_m(nT)$ ,  $m = 0, 1, \dots, M - 1$  为第  $m$  个子信道的发送符号数据,  $N$  为系统上采样和下采样的因子,  $G(f)$  是原型滤波器,  $f_m$  是第  $m$  个子载波的中心频率。发送符号数据在  $M$  个子带上并行传输, 经过  $N$  倍上采样后得到的数据为  $A_m(\frac{kT}{N})$ , 即

$$A_m\left(\frac{kT}{N}\right) = \begin{cases} A_m(nT), & k = Nn; \\ 0, & k \neq Nn. \end{cases} \quad (1)$$

经过各子信道原型滤波器滤波后, 将滤波后的信号分别调制到各个子载波上, 最后再将各子载波输出信号相加, 得到发送端输出信号为

$$s\left(\frac{kT}{N}\right) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_m(nT) g\left((k - iN)\frac{T}{N}\right) e^{j2\pi f_m \frac{kT}{N}}, \quad (2)$$

其中, 输出信号的采样频率为  $N/T$ 。图 2 为 FMT 信号的子带频谱示意图。在 FMT 系统中, 子带间的频谱是不重叠的。

## 3 CP-FMT 技术原理

图 3 为 CP-FMT 的发送端原理框图。第  $m$  个子带、 $n$  个调制间隔的输入数据符号序列为

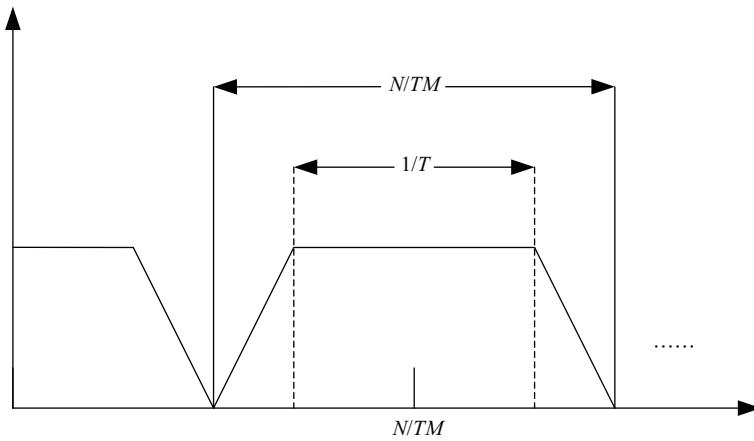


图 2 FMT 子带频谱图  
Figure 2 FMT sub-band spectrum map

$A_m(nT), m = 0, 1, \dots, M - 1$ , 经过发送滤波器组的处理, 得到发送端输出符号序列  $s(nN + q)$ , 如下所示:

$$s(nN + q) = M \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{\text{mod}(q+iN, M)}(n-i) \times g(q+iN), \quad (3)$$

其中,  $a_m(nT), m = 0, 1, \dots, M - 1$  为第  $m$  个子带的发送符号数据,  $N$  为上采样因子,  $M$  是子带的数目. 令  $k = nN + q$ , 则有<sup>[8]</sup>

$$\begin{aligned} s(k) &= M \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{\text{mod}(q+iN, M)}(n-i)g(q+iN) \\ &= M \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{\text{mod}(q+(n-i)N, M)}(i)g((q+nN)-iN) \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \left( \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_m(nT)g\left((k-iN)\frac{T}{N}\right) \right) e^{j2\pi f_m \frac{kT}{N}}, \end{aligned} \quad (4)$$

其中,  $m$  是输入的数据符号序列序号. 若原型滤波器采用 FIR 滤波器时<sup>[9]</sup>, 第一部分介绍的 FMT 系统的发送滤波器组可以用图 3 所示的高效结构来实现. 为了避免在时域复用时产生符号间干扰, 滤波器组高效实现形式中采用的原型滤波器  $g(n)$  满足时域移位正交条件:

$$\sum_{n=0}^{L-1} g(n)g^*(n-iN) = \delta(i), \quad (5)$$

其中,  $N$  为移位正交间隔, 上标 “\*” 表示共轭.

发送滤波器组经并串转换后的输出值为  $s(k), 0 \leq k \leq (D-1)N + L - 1$ , 其中移位累加间隔为原型滤波器移位正交间隔  $N$ ,  $D$  表示在生成 CP-FMT 符号时时域复用的滤波器组波形符号数目,  $L$  表示原型滤波器的长度.

我们希望使子带频率响应的过渡带尽可能的陡峭, 以达到降低子带间的干扰的目的. 然而, 由于多子带滤波器组相应的原型滤波器系数很长, 从而导致信号经过移位累加后输出的拖尾较长. 因此,

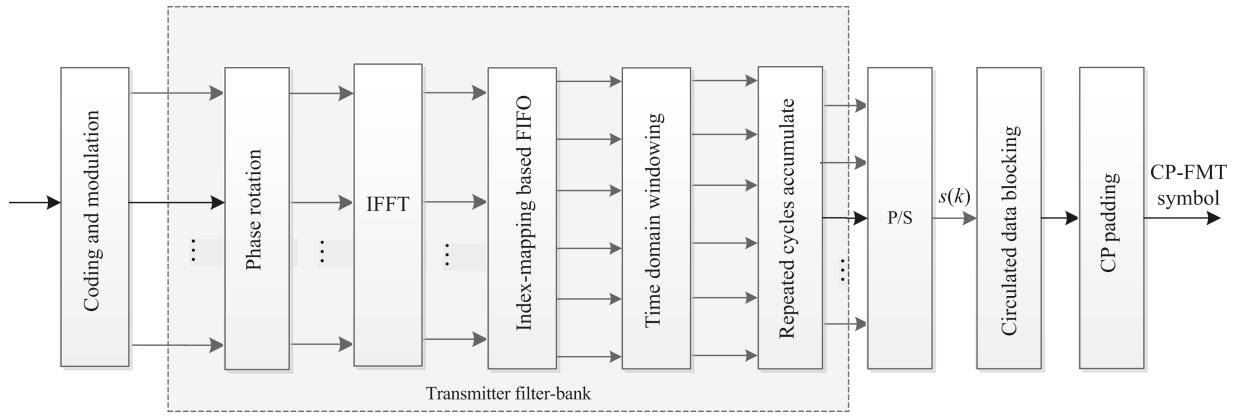


图 3 发送端原理框图  
Figure 3 Block diagram of the transmitter

我们将输出信号波形的拖尾截去再发送出去以达到提高系统传输效率的目的。但是, 若直接对信号进行截短, 将会导致接收信号失真和发射信号频谱泄漏。

因此, 为了避免上述问题出现, CP-FMT 系统采用一种新的处理方法, 即将经过滤波器组移位累加输出的数据序列  $s(k), 0 \leq k \leq (D-1)N+L-1$  分成三段, 长度分别为  $T_1 = \frac{L-N}{2}, T_2 = D \times N, T_3 = \frac{L-N}{2}$ , 通过循环相加获得的数据块即为 CP-FMT 符号的有效部分, 这就是数据循环成块方法。这样首尾循环累加输出为

$$s'(k) = s(k + T_1)R_{T_2}(k) + s(k + T_1 + T_2)R_{T_3}(k) + s(k)R_{T_1}(k), \quad 0 \leq k \leq N \times D - 1, \quad (6)$$

其中,  $0 \leq k \leq N \times D - 1$ ,

$$R_T(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T-1; \\ 0, & \text{else.} \end{cases} \quad (7)$$

最后, 将前面处理得到的 CP-FMT 符号的有效部分添加循环前缀, 以实现与 LTE 帧结构<sup>[10]</sup> 的兼容, 构成完整的 CP-FMT 符号。

图 4 为 CP-FMT 技术接收端原理框图。经过多径衰落信道后, 假设接收机准确同步, 将接收端接收到的数据序列去除循环前缀, 此时接收端的 CP-FMT 符号数据块为  $r'(k), 0 \leq k \leq D \times N - 1$ , 经频域均衡后, 接收信号变为  $r'(k) = s'(k) + n(k), 0 \leq k \leq D \times N - 1$ 。后续处理即为发送端处理的逆过程, 此处不再赘述。

## 4 CP-FMT 方案性能分析

### 4.1 频率分集性能分析

相比 CP-OFDM 系统, CP-FMT 由于系统子带保护间隔的增加, 降低了系统的频谱利用率, 但同时也获得了系统的频率分集增益。相同仿真条件下, 频率分集增益的差异主要体现在误块率曲线的斜率上。我们在搭建的 CP-FMT 和 CP-OFDM 平台上比较这两种系统方案的频率分集性能。仿真采用

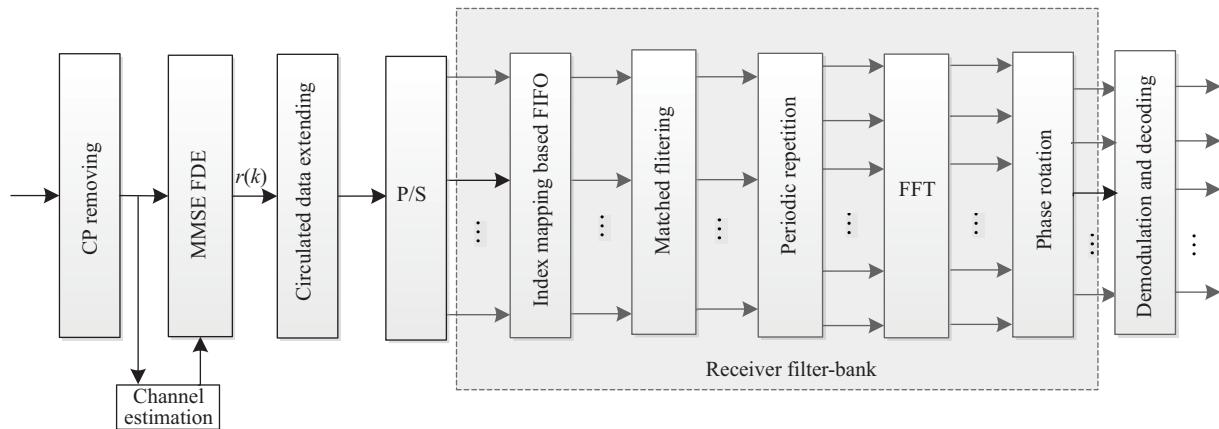


图 4 接收端原理框图

Figure 4 Block diagram of the receiver

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

Parameters	CP-OFDM	CP-FMT
System sub-band	512	32
Effective sub-band	300 (number of carriers)	20
Upsample rate	512	36
FFT size	512	504
Subcarrier space	15 kHz	240 kHz
Occupied bandwidth	4.5 MHz	4.8 MHz

3GPP-LTE 系统参数和帧结构<sup>[10]</sup>, 信道模型采用 ITU 中定义的步行 B 类 (PB3 km/h)、车载 A 类 (VA30 km/h)<sup>[11]</sup>, 仿真参数如表 1 所示.

CP-OFDM 与 CP-FMT 平台在 AWGN 信道的性能对比如图 5 所示. 分析图 5 可得: (1) CP-OFDM 和 CP-FMT 在 AWGN 信道中误块率性能基本一致. (2) 随着信噪比的增大, CP-OFDM 平台与 CP-FMT 平台出现较明显的偏差, 尤其是在误块率为  $10^{-4}$  以下时, CP-OFDM 的性能要比 CP-FMT 稍好, 这是因为 CP-FMT 平台有重构误差, 而 CP-OFDM 平台没有的缘故.

CP-OFDM 与 CP-FMT 平台在 VA30 信道下的误比特率性能随信噪比变化曲线如图 6 所示, 调制方式分别为 QPSK 和 16QAM, 码率分别为 1/2 和 2/3, 仿真采用理想信道估计. (1) 分析图 6(a), 码率为 1/2, 调制方式为 QPSK 时, CP-FMT 取得较好的分集增益, 在误块率为  $10^{-4}$  时, 提高了 0.3 dB 左右; 调制方式为 16QAM 时, CP-FMT 和 CP-OFDM 在低信噪比时性能基本趋同; 随着信噪比的增大, CP-OFDM 的性能比 CP-FMT 稍好. (2) 分析图 6(b), 码率为 2/3, 调制方式为 QPSK 时, CP-FMT 的性能比 CP-OFDM 的稍好, 在误块率为  $10^{-3}$  时, 相差 0.3 dB 左右; 调制方式为 16QAM 时, CP-FMT 和 CP-OFDM 在低信噪比时性能基本趋同.

CP-FMT 与 CP-OFDM 平台在 PB3 信道下的性能对比曲线如图 7 所示. 调制方式分别为 QPSK 和 16QAM, 码率分别为 1/2 和 2/3, 仿真采用理想信道估计. (1) 分析图 7(a), 码率为 1/2, 调制方式为 QPSK 时, 相比 CP-OFDM, CP-FMT 获得更好的分集增益, 在误块率为  $10^{-4}$  时, 提高了 0.1 dB 左

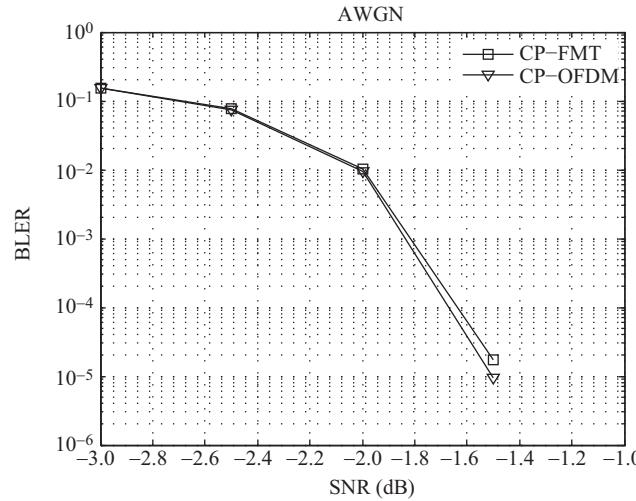


图 5 CP-OFDM 与 CP-FMT 的 AWGN 性能曲线对比  
Figure 5 Performance between CP-OFDM and CP-FMT of AWGN channel

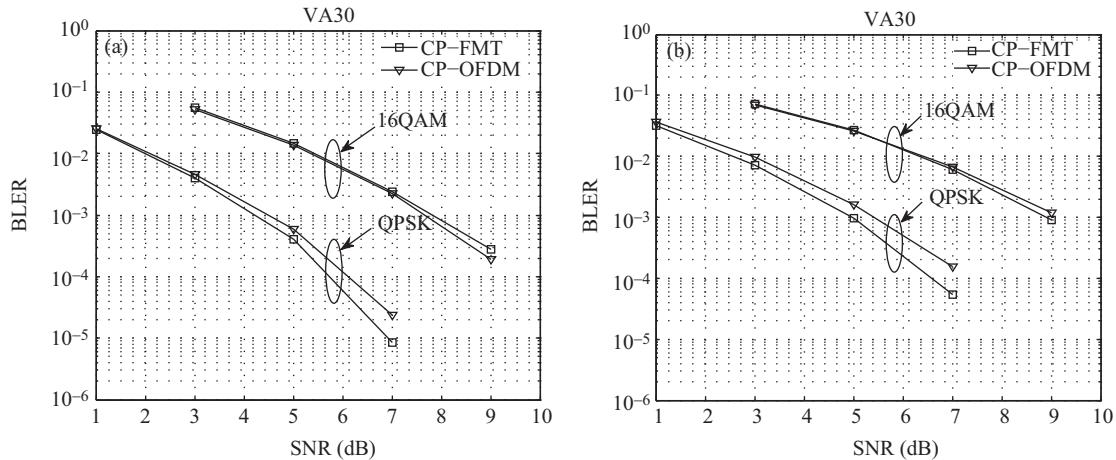


图 6 VA30 信道, CP-OFDM 与 CP-FMT 系统分集性能比较  
Figure 6 Diversity performance between CP-OFDM and CP-FMT of VA30 channel. (a) VA30,  $R=1/2$ ; (b) VA30,  $R=2/3$

右. 调制方式为 16QAM 时, 在低信噪比时 CP-FMT 和 CP-OFDM 性能差距很小; 随着信噪比的增大, CP-FMT 平台表现出更好的性能. (2) 分析图 7(b), 码率为 2/3, 调制方式为 QPSK 时, CP-FMT 的性能比 CP-OFDM 稍好, 在误块率为  $10^{-3}$  时, 相差在 0.3 dB 左右. 调制方式为 16QAM 时, CP-FMT 和 CP-OFDM 在低信噪比时性能基本趋同; 随着信噪比的增大, CP-FMT 的性能比 CP-OFDM 稍好.

## 4.2 多址干扰性能分析

CP-OFDM 系统由于要求子载波频谱完全正交, 因此对时频同步误差非常敏感, 易出现较严重的载波间干扰 (ICI), 从而降低系统性能. 而在 CP-FMT 系统中, 由于相邻子带间存在保护间隔从而降低了多址干扰. 本小节从理论上分析了 CP-FMT 系统和 CP-OFDM 系统在不同的载波频偏 (CFO) 影响下的误块率性能. 下面推导多址干扰情况下不同系统检测用户的信干比公式.

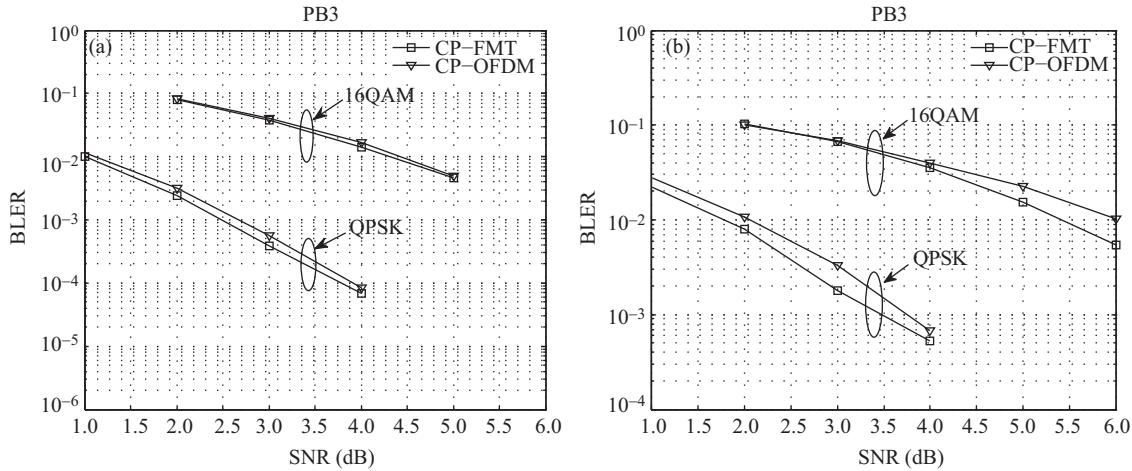


图 7 PB3 信道, CP-OFDM 与 CP-FMT 系统分集性能比较

Figure 7 Diversity performance between CP-OFDM and CP-FMT of PB3 channel. (a) PB3,  $R=1/2$ ; (b) PB3,  $R=2/3$

(1) CP-FMT 系统在 CFO 影响下的接收端检测用户子载波信干比. 假设  $a_m, m \in \gamma_1$  为被检测用户经过发射滤波器组之前的输入数据, 其中  $\gamma_1$  为被检测用户的子带位置;  $b_m, m \in \gamma_2$  为干扰用户经过发射滤波器组之前的输入数据, 其中  $\gamma_2$  为干扰用户的子带位置. 离散频域干扰用户载波频偏为  $\varepsilon = \text{CFO} \times T \times M$ , 其中 CFO 为连续域的载波频偏,  $T$  为采样周期,  $M$  为系统子带数目. 归一化后的原型滤波器为  $g(n), 0 \leq n \leq L-1$ , 其中  $L$  为滤波器的长度. 不考虑多径信道和 Gauss 白噪声的影响. 接收端接收滤波器组之前的数据为

$$c_n = \sum_{m \in \gamma_1} a_m g(n) e^{j2\pi \frac{mn}{M}} + \left( \sum_{m \in \gamma_2} b_m g(n) e^{j2\pi \frac{mn}{M}} \right) \times e^{j2\pi \frac{n\varepsilon}{M}}, \quad 0 \leq n \leq L-1, \quad (8)$$

接收端滤波器组之后的数据为

$$\begin{aligned} \tilde{a}_l &= \sum_{n=0}^{L-1} \left[ \sum_{m \in \gamma_1} a_m g(n) e^{j2\pi \frac{mn}{M}} + \sum_{m \in \gamma_2} b_m g(n) e^{j2\pi \frac{mn}{M}} \times e^{j2\pi \frac{n\varepsilon}{M}} \right] \times g(n) e^{-j2\pi \frac{nl}{M}} \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} \left[ \sum_{m \in \gamma_1} a_m g^2(n) e^{j2\pi \frac{n(m-l)}{M}} + \sum_{m \in \gamma_2} b_m g^2(n) e^{j2\pi \frac{n(m+\varepsilon-l)}{M}} \right] \\ &= \sum_{m \in \gamma_1} a_m \sum_{n=0}^{L-1} g^2(n) e^{j2\pi \frac{n(m-l)}{M}} + \sum_{m \in \gamma_2} b_m \sum_{n=0}^{L-1} g^2(n) e^{j2\pi \frac{n(m+\varepsilon-l)}{M}} \\ &= a_l \sum_{n=0}^{L-1} g^2(n) + \sum_{m \in \gamma_1, m \neq l} a_m \sum_{n=0}^{L-1} g^2(n) e^{j2\pi \frac{n(m-l)}{M}} + \sum_{m \in \gamma_2} b_m \sum_{n=0}^{L-1} g^2(n) e^{j2\pi \frac{n(m+\varepsilon-l)}{M}}. \end{aligned} \quad (9)$$

根据式 (5), 得

$$\tilde{a}_l = a_l \sum_{n=0}^{L-1} g^2(n) + \sum_{m \in \gamma_2} b_m \sum_{n=0}^{L-1} g^2(n) e^{j2\pi \frac{n(m+\varepsilon-l)}{M}}. \quad (10)$$

式 (9) 的第二项表示干扰用户载波频偏对被检测用户第  $l$  个子带位置的多址干扰. 因此, 第  $l$  个子带

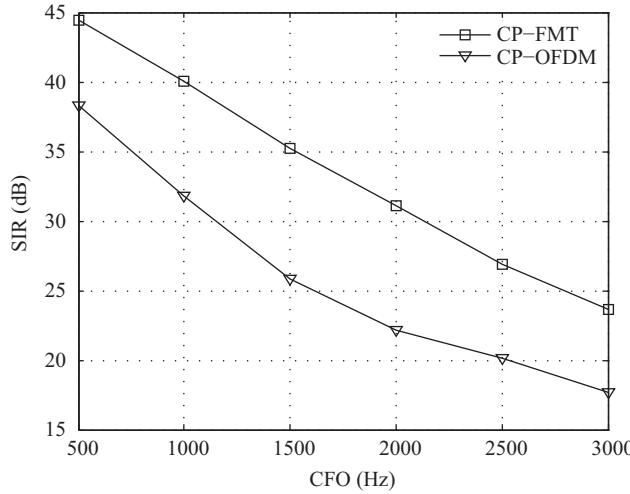


图 8 CP-FMT 系统和 CP-OFDM 系统多址干扰情况下信干比理论性能的比较

Figure 8 SIR performance between CP-FMT and CP-OFDM

位置数据的信干比是

$$\text{SIR}_{\text{CP-FMT}} = \frac{\left| a_l \sum_{n=0}^{L-1} g^2(n) \right|}{\left| \sum_{m \in \gamma_2} b_m \sum_{n=0}^{L-1} g^2(n) e^{j2\pi \frac{n(m+\varepsilon-l)}{M}} \right|}. \quad (11)$$

(2) CP-OFDM 系统在 CFO 影响下的接收端检测用户子载波信干比. 基本参数与 CP-FMT 设置相同. 设  $a_m, m \in \gamma_1$  为被检测用户经过发射滤波器组之前的输入数据,  $\gamma_1$  为被检测用户的子载波位置;  $b_m, m \in \gamma_2$  为干扰用户经过发射滤波器组之前的输入数据,  $\gamma_2$  为干扰用户的子载波位置.  $\varepsilon = CFO \times T \times M$ , 其中  $M$  是子载波总数. 接收端 DFT 之前的数据为

$$c_n = \frac{1}{\sqrt{M}} \left( \sum_{m \in \gamma_1} a_m e^{j2\pi \frac{mn}{M}} + \sum_{m \in \gamma_2} b_m e^{j2\pi \frac{mn}{M}} \times e^{j2\pi \frac{n\varepsilon}{M}} \right), \quad (12)$$

接收端 DFT 之后的数据为

$$\begin{aligned} \tilde{a}_l &= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \left[ \sum_{m \in \gamma_1} a_m e^{j2\pi \frac{mn}{M}} + \left( \sum_{m \in \gamma_2} b_m e^{j2\pi \frac{mn}{M}} \right) \times e^{j2\pi \frac{n\varepsilon}{M}} \right] \times e^{-j2\pi \frac{nl}{M}} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \left[ \sum_{m \in \gamma_1} a_m e^{j2\pi \frac{n(m-l)}{M}} + \left( \sum_{m \in \gamma_2} b_m e^{j2\pi \frac{n(m+\varepsilon-l)}{M}} \right) \right] \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m \in \gamma_1} a_m \sum_{n=0}^{M-1} e^{j2\pi \frac{n(m-l)}{M}} + \frac{1}{M} \sum_{m \in \gamma_2} b_m \sum_{n=0}^{M-1} e^{j2\pi \frac{n(m+\varepsilon-l)}{M}} = a_l + \frac{1}{M} \sum_{m \in \gamma_2} b_m \sum_{n=0}^{M-1} e^{j2\pi \frac{n(m+\varepsilon-l)}{M}}. \end{aligned} \quad (13)$$

因此, 接收端 DFT 后的第  $l$  个子载波位置的数据的信干比为

$$\text{SIR}_{\text{CP-OFDM}} = \frac{|Ma_l|^2}{\left| \sum_{m \in \gamma_2} b_m \sum_{n=0}^{M-1} e^{j2\pi \frac{n(m+\varepsilon-l)}{M}} \right|^2}. \quad (14)$$

由图 8 可知, CP-FMT 系统的信干比优于 CP-OFDM 系统.

## 5 结束语

本文提出了基于循环前缀的滤波多音 (CP-FMT) 新型调制方案。通过理论分析及仿真，比较了 CP-OFDM 系统与 CP-FMT 系统的频率分集性能和多址干扰性能。由频率分集性能分析可知，CP-FMT 系统在大信噪比情况下获得的频率分集增益较明显。由多址干扰分析可知，CP-FMT 系统相比 CP-OFDM 系统受频偏影响较小，鲁棒性更好，在 5G 新型调制方案的竞争中具有一定优势。

## 参考文献

- 1 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]
- 2 Larew S G, Thomas T A, Cudak M. Air interface design and ray tracing study for 5G millimeter wave communications. In: *Proceedings of Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Atlanta, 2013. 117–122
- 3 Tonello A M, Alessandro S D, Lampe L. Cyclic prefix design and allocation in bit-Loaded OFDM over power line communication channels. *IEEE Trans Commun*, 2010, 58: 3265–3276
- 4 Cherubini G, Eleftheriou E, Oker S. Filter bank modulation techniques for very high speed digital subscriber lines. *IEEE Commun Mag*, 2000, 38: 98–104
- 5 Wang Q J, Gao Z M, Zhu W H. Analysis of the performance of filtered multitone modulation in multipath channel. *Inf Tech Inf*, 2005, 3: 23–26 [王秋瑾, 高振民, 朱维红. 多径衰落信道中滤波多音 (FMT) 调制性能分析. 信息技术与信息化, 2005, 3: 23–26]
- 6 Jin G P, Zhong H, Zheng L H. Analysis of the research on filtered multitone modulation. *Signal Process*, 2008, 24: 444–449 [金国平, 钟华, 郑林华. FMT- 正交多载波滤波多音调制技术研究现状分析. 信号处理, 2008, 24: 444–449]
- 7 Tonello A M. A novel multi-carrier scheme: cyclic block filtered multitone modulation. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC 2013)*, Budapest, 2013. 3856–3860
- 8 Wang Z J, Fan S J, Rui Y. CDMA-FMT: a novel multiple access scheme for 5G wireless communications. In: *Proceedings of 19th International Conference on Digital Signal Processing (DSP)*, Hongkong, 2014. 898–902
- 9 Moret N, Tonello A M. Design of orthogonal filtered multitone modulation systems and comparison among efficient realizations. *EURASIP J Advances Signal Process*, 2010, 2010: 141865
- 10 10 3GPP UTRAN. 3GPP TR25.814 V7.1.0. <http://www.3gpp.org/DynaReport/25814.htm>. 2006
- 11 ITU-R. Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000. M.1225. <http://www.itu.int/oth/R0A0E/en>. 1997

## Cyclic prefix filtered multitone modulation

Qin PENG<sup>1\*</sup>, Xin BIAN<sup>1</sup>, Guoming QIAN<sup>1</sup> & Yun RUI<sup>2,3</sup>

1 College of Electronic Science and Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China;

2 Shanghai Advanced Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201210, China;

3 National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China

\*E-mail: pengqin1964@126.com

**Abstract** Based on the LTE physical layer access solutions-Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing (CP-OFDM) system, a new modulation scheme is proposed: Cyclic Prefix Filtered Multitone Modulation (CP-FMT). Theoretical analysis and simulation results show that, under ideal conditions, the diversity gain and BER performance of the CP-FMT system are improved. Furthermore, the multiple-access interference performance of the proposed system outperforms that of the CP-OFDM system.

**Keywords** 5G, CP-OFDM, cyclic prefix, CP-FMT, diversity gain



**Qin PENG** was born in 1990. Currently she is a master of NanJing University of Posts and Telecommunications. Her research interests are in the area of broadband wireless communications.



**Xin BIAN** was born in 1989. Currently he is working toward a Ph.D. in electronic and communication engineering at NanJing University of Posts and Telecommunications. His research interest is in the area of broadband wireless communications.



**Guoming QIAN** was born in 1964. Currently he is a professor at NanJing University of Posts and Telecommunications. His research interests include wireless communication and software-defined radio.



**Yun RUI** was born in 1983. Since September 2011 he has been an associate professor at the Shanghai Advanced Research Institute, Chinese Academy of Sciences. His research interests include broadband wireless communications, wireless triple play, and green communications.