

FMT 系统的滤波器组优化设计

马亚希, 方晶晶

(重庆邮电大学 移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 传统滤波多音调制(FMT)系统的原型滤波器阻带衰减不够大, 过渡带宽度衰减速度慢, 导致系统性能较低。为此, 提出一种基于 FMT 系统载波间干扰抑制的滤波器组优化设计方法。通过优化滤波器组中原型滤波器的通带截止频率、过渡带宽度和旁瓣峰值来提高 FMT 系统的子信道频谱约束性。仿真结果表明, 采用该优化方法设计的原型滤波器具有较小的过渡带宽度和旁瓣峰值, 对应的 FMT 系统具有更好的子信道频谱约束性和误码率性能。

关键词: 滤波多音调制; 信道; 无线传输; 滤波器组; 原型滤波器

中文引用格式: 马亚希, 方晶晶. FMT 系统的滤波器组优化设计[J]. 计算机工程, 2017, 43(9): 128-132.

英文引用格式: MA Yaxi, FANG Jingjing. Optimization Design of Filter Bank for FMT System [J]. Computer Engineering, 2017, 43(9): 128-132.

Optimization Design of Filter Bank for FMT System

MA Yaxi, FANG Jingjing

(Chongqing Key Laboratory of Mobile Communication Technology,
Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

[Abstract] The prototype filter band attenuation of traditional Filtered Multi-tone(FMT) system is not large enough, the transition band width decays slowly, and it causes the system has low performance. In order to solve this problem, an optimized design method of filter bank based on inter-carrier interference suppression of FMT system is proposed. The subchannel spectrum constraint is improved by optimizing the passband cutoff frequency, the bandwidth of the transition band and the peak of sidelobe of the prototype filter. Simulation results show that the prototype filter designed by this method has smaller transition band and sidelobe peak, and the corresponding FMT system has better subchannel spectrum constraint and bit error rate performance.

[Key words] Filtered Multi-tone(FMT) modulation; information channel; wireless transmission; filter bank; prototype filter

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2017.09.023

0 概述

近年来, 滤波器组多载波(Filter Bank Multicarrier, FBMC)技术开始被无线移动通信领域广泛研究^[1], 并被 IMT-2020 新型多载波技术组列为 5G 的候选波形之一。滤波多音调制(Filtered Multi-tone, FMT)是一种特殊的滤波器组多载波调制技术, 起初主要应用于高速数字用户环路(VDSL)的接入^[2], 后来 FMT 作为无线传输的物理层调制技术逐渐被越来越多的人研究^[3-6], 其主要特点是利用滤波器组来限制子信道的频带, 从而使各个子信道之间的频谱相互不重叠^[7]。这样既可以有效地对抗 ICI, 又保证了在实际信道传输中正交性不易被破

坏, 从而有效地解决了 OFDM 系统的频偏敏感性问题^[8], 保证了系统性能。传统的 FMT 系统滤波器组中原型滤波器采用 RRC 滤波器来设计^[9], 其阻带衰减不够大, 过渡带宽衰减速度慢, 从而导致 FMT 系统的子信道频谱约束性一般, 系统性能有待提高。

目前关于 FMT 系统滤波器组优化相关的研究还不多, 且大都集中在对 FMT 系统中原型滤波器的各种设计方法的选择上, 如 RRC 滤波器、IIR 滤波器逼近、窗函数滤波器等^[10-12]。这些方法都是根据 FMT 系统所处的一些特定场景而专门设计的, 灵活性较差^[13], 虽然可以基本满足系统的要求, 但是无法使 FMT 系统的性能达到最优。

基金项目: 国家科技重大专项(2016ZX03001010); 重庆市教育委员会科学技术研究项目(KJ1400437)。

作者简介: 马亚希(1991—), 男, 硕士研究生, 主研方向为移动通信、滤波器组多载波; 方晶晶, 硕士研究生。

收稿日期: 2016-07-12 **修回日期:** 2016-08-31 **E-mail:** 631015759@qq.com

为了解决上述问题, 本文研究 FMT 系统的滤波器组优化设计。基于 FMT 系统的 ICI 抑制推导出 FMT 滤波器组的优化设计准则, 并采用此准则对滤波器组进行优化设计, 以改善 FMT 系统的子信道频谱约束性。

1 FMT 系统模型

1.1 FMT 基本原理

FMT 是一种基于滤波器组的调制技术, 它利用原型滤波器将整个频带严格划分成若干带限且相互不重叠的子信道, 然后将基带信号分别调制到各个子信道上进行传输, 其系统框图如图 1 所示。

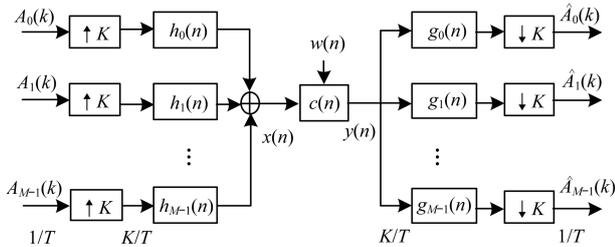


图 1 FMT 系统原理框图

速率为 $1/T$ (T 为 FMT 的符号周期) 的 M 个输入信号 $A_i(k)$, $i=0, 1, \dots, M-1$ 是调制后的 QPSK 或 QAM 符号, 经 K 倍上采样 (用 $\uparrow K$ 表示) 后速率提升为 K/T , 接着通过子信道滤波器 $h_i(n)$ 滤波并分别调制到不同的子载波上^[14], 然后将 M 路信号合并相加得到发送信号 $x(n)$ 。其中:

$$h_i(n) = \frac{1}{\sqrt{K}} h(n) e^{j\frac{2\pi ni}{K}}, i=0, 1, \dots, M-1 \quad (1)$$

在接收端, 首先将接收信号解调以得到各路信号, 接着通过与发送端相匹配的滤波器 $g_i(n)$ 滤波, 然后经 K 倍下采样 (用 $\downarrow K$ 表示) 将速率变为 $1/T$ 即可得到原始的输入信号。其中:

$$g_i(n) = \frac{1}{\sqrt{K}} h(n-1) e^{j\frac{2\pi ni}{K}}, i=0, 1, \dots, M-1 \quad (2)$$

1.2 FMT 系统的有效实现

图 1 中的 FMT 系统结构在实现时是不实际的, 因为所有滤波器的工作速率为 K/T 这对滤波器的要求很高, 不利于有效实现^[15]。因此, 必须寻找一种利用 IDFT/DFT 的有效实现结构^[16]。

对原型滤波器 $h(n)$ 进行 Z 变换得:

$$H(Z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(n) z^{-n} \quad (3)$$

将 $H(Z)$ 进行多项分解:

$$H(Z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(nM) z^{-nM} + z^{-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(nM+1) z^{-nM} + \dots + z^{-(M-1)} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(nM+M-1) z^{-nM} \quad (4)$$

因此, $h(n)$ 的第 m 个相位可定义为:

$$h_{(m)}(n) = h(nK+m) \quad (5)$$

由式(1)可得发送信号:

$$\begin{aligned} x(n) &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_i(k) h(n-kK) e^{j2\pi i(n-kK)/K} \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(n-kK) \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=0}^{M-1} A_i(k) e^{j2\pi im/K} \quad (6) \end{aligned}$$

令 $n = lK + m$, 由等式 $x(lK+m) = x_{(m)}(l)$ 和 $h(lK+m) = h_{(m)}(l)$, $m=0, 1, \dots, M-1$ 可将式(6)写为:

$$\begin{aligned} x_m(l) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_{(m)}(l-k) \left\{ \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=0}^{M-1} A_i(k) e^{j2\pi im/K} \right\} \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_{(m)}(l-k) a_m(k) \quad (7) \end{aligned}$$

其中, $a_m(k)$, $0 \leq m \leq M-1$ 是 $A_i(k)$ 的 IDFT 变换, 因此, 可以用 IFFT 有效地实现。IFFT 的第 m 个输出被 $h(n)$ 的第 m 个多相分量滤波, 并且此滤波操作是以 $1/T$ 速率进行。由式(7)可得到图 2 中左边虚线框发送端的有效实现结构。

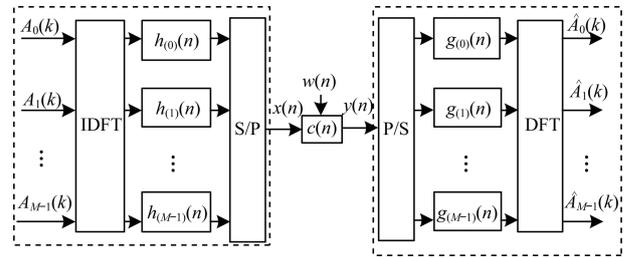


图 2 FMT 系统的有效实现框图

同理, 对于接收端, 利用式(2)可得第 i 个子信道的输出为:

$$\begin{aligned} \hat{A}_i(k) &= \sum_{n=1}^{M\gamma} y(kK-n) g_i(n) \\ &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{n=1}^{M\gamma} y(kK-n) h(n-1) e^{j\frac{2\pi ni}{K}} \quad (8) \end{aligned}$$

令 $n = lK + t$, 其中, $l=0, 1, \dots, \gamma-1$, $t=1, 2, \dots, M$, 则式(8)可写为:

$$\begin{aligned} \hat{A}_i(k) &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=1}^M \sum_{t=0}^{\gamma-1} y(kK-lK-t) h(lK+t-1) e^{j\frac{2\pi}{K}(lK+t)i} \\ &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=1}^M \sum_{t=0}^{\gamma-1} y((k-l)K-t) h(lK+t-1) e^{j\frac{2\pi}{K}li} \quad (9) \end{aligned}$$

将 $p = t-1$ 代入式(9)得:

$$\hat{A}_i(k) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{\gamma-1} y((k-l)K-(p+1)) h(lK+p) e^{j\frac{2\pi}{K}li} \quad (10)$$

由 $e^{j\frac{2\pi}{K}(p+1)i} = e^{-j\frac{2\pi}{K}(K-p-1)i}$ 可将式(10)写为:

$$\begin{aligned} \hat{A}_i(k) &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{p=0}^{M-1} \left\{ \sum_{l=0}^{\gamma-1} y((k-l)K-p-1) \right. \\ &\quad \left. \cdot h(lK+p) \right\} e^{-j\frac{2\pi}{K}(K-p-1)i} \quad (11) \end{aligned}$$

其中, 对 M 个多相滤波器的 M 个输出应用 DFT 运算, 由式(11)可得到图 2 中右边虚线框接收端的有效实现结构。

2 滤波器组优化设计

从上面的理论分析中可知,调制滤波器组的原型滤波器是关键的设计参数,FMT系统的性能主要取决于原型滤波器的设计。因此,下面将对FMT系统中ICI进行理论推导,然后基于FMT系统的ICI抑制给出原型滤波器的优化设计准则,以改善FMT系统的频谱约束性,从而提高其系统性能。

图1中 $A_m(k)$, $h_m(n)$, $g_m(n)$, $c(n)$, $\hat{A}_m(k)$ 的傅里叶变换分别为 $A_m(e^{j\omega})$, $H_m(e^{j\omega})$, $G_m(e^{j\omega})$, $C(e^{j\omega})$, $\hat{A}_m(e^{j\omega})$ 。因此,输入输出的频域关系为:

$$\hat{A}_m(e^{j\omega}) = \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} G_m(e^{j(\omega - \frac{2\pi l}{K})}) \cdot \sum_{i=0}^{M-1} H_i(e^{j(\omega - \frac{2\pi l}{K})}) A_i(e^{j\omega}) \quad (12)$$

由 $G_m(e^{j\omega}) = G(e^{j(\omega - \frac{2\pi m}{M})})$ 和 $H_i(e^{j\omega}) = H(e^{j(\omega - \frac{2\pi i}{M})})$,将其代入式(12)得:

$$\begin{aligned} \hat{A}_m(e^{j\omega}) &= \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} G(e^{j(\omega - \frac{2\pi m}{M} - \frac{2\pi l}{K})}) \\ &\cdot \sum_{i=0}^{M-1} H(e^{j(\omega - \frac{2\pi i}{M} - \frac{2\pi l}{K})}) A_i(e^{j\omega}) \\ &= \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} G(e^{j(\omega - \frac{2\pi m}{M} - \frac{2\pi l}{K})}) \\ &\cdot H(e^{j(\omega - \frac{2\pi m}{M} - \frac{2\pi l}{K})}) A_m(e^{j\omega}) \\ &+ \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} G(e^{j(\omega - \frac{2\pi m}{M} - \frac{2\pi l}{K})}) \\ &\cdot \sum_{i=0, i \neq m}^{M-1} H(e^{j(\omega - \frac{2\pi i}{M} - \frac{2\pi l}{K})}) A_i(e^{j\omega}) \quad (13) \end{aligned}$$

式(13)中第一项为有用信号,第二项为ICI干扰项,因此,可得:

$$P_{ICI} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/K} \left| \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} G(e^{j(\omega - \frac{2\pi l}{K})}) \cdot \sum_{i=1}^{M-1} A_i(e^{j\omega}) H(e^{j(\omega - \frac{2\pi i}{M} - \frac{2\pi l}{K})}) \right|^2 d\omega \quad (14)$$

利用缩放法对式(14)做进一步处理有:

$$\begin{aligned} P_{ICI} &\leq \frac{1}{2\pi K^2} \int_0^{2\pi/K} \sum_{i=1}^{M-1} [|A_i(e^{j\omega})|^2 \\ &\cdot \left| \sum_{l=0}^{K-1} G(e^{j(\omega - \frac{2\pi l}{K})}) H(e^{j(\omega - \frac{2\pi i}{M} - \frac{2\pi l}{K})}) \right|^2] d\omega \\ &= \frac{\sigma_A^2}{2\pi K^2} \int_0^{2\pi/K} \sum_{i=1}^{M-1} \left| \sum_{l=0}^{K-1} G(e^{j(\omega - \frac{2\pi l}{K})}) \right. \\ &\cdot H(e^{j(\omega - \frac{2\pi i}{M} - \frac{2\pi l}{K})}) \left. \right|^2 d\omega \\ &\leq \frac{\sigma_A^2}{2\pi K^2} \int_0^{2\pi/K} \sum_{l=0}^{K-1} |G(e^{j(\omega - \frac{2\pi l}{K})})|^2 \\ &\cdot \sum_{i=1}^{M-1} |H(e^{j(\omega - \frac{2\pi i}{M} - \frac{2\pi l}{K})})|^2 d\omega \quad (15) \end{aligned}$$

令 $\varphi = \omega - \frac{2\pi l}{K}$,则式(15)可变为:

$$\begin{aligned} P_{ICI} &= \frac{\sigma_A^2}{2\pi K^2} \sum_{l=0}^{K-1} \int_{2\pi(l-0.5)/K}^{2\pi(l+0.5)/K} |G(e^{j\varphi})|^2 \\ &\cdot \sum_{i=1}^{M-1} |H(e^{j(\varphi - \frac{2\pi i}{M})})|^2 d\varphi \leq \frac{(M-1)\sigma_A^2 U_p^2 U_{sb}^2}{K^3} \\ &+ \frac{(M-1)\sigma_A^2 U_{sb}^2}{2\pi K^2} \int_{\pi/K}^{2\pi} |H(e^{j\varphi})|^2 d\varphi \quad (16) \end{aligned}$$

因此,FMT系统的子信道干扰为:

$$P_{ICI} = \frac{(M-1)\sigma_A^2 U_p^2 U_{sb}^2}{K^3} + \frac{(M-1)\sigma_A^2 U_{sb}^2}{K^2} (E_{tb} + E_{sb}) \quad (17)$$

其中, U_p 为FMT系统原型滤波器的通带最大幅度; U_{sb} 为阻带最大幅度; E_{sb} 为阻带能量; E_{tb} 为过渡带能量,且它们满足以下关系式:

$$U_p \triangleq \max |G(e^{j\omega})|, \omega \in [0, \pi/K] \quad (18)$$

$$U_{sb} \triangleq \max |H(e^{j\omega})|, \omega \in [\pi/M, \pi] \quad (19)$$

$$E_{sb} = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi/M}^{2\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (20)$$

$$E_{tb} = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi/K}^{2\pi/M} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (21)$$

由式(17)可知,FMT系统各子信道的ICI与原型滤波器的通带最大幅度 U_p ,阻带最大幅度 U_{sb} ,阻带能量 E_{sb} ,过渡带能量 E_{tb} 成正比。因此,应当减少这些值以减小ICI,从而获得FMT系统性能的提升。

基于以上分析,可得FMT滤波器组的以下优化准则:

1) 通带截止频率 ω_p :传统的FIR低通滤波器设计时通带截止频率一般选择3 dB频率,但是在FMT系统的设计中,希望在 $f=1/2T$ 处的幅频响应等于0,所以,不能将3 dB作为截止频率。因此,应当选择比 $f=1/2T$ 频点更低的频率作为原型滤波器的截止频率,并且使该数值尽量接近 $f=1/2T$,从而使各子信道的幅频响应尽可能接近矩形。

2) 过渡带宽度 W : $W = \omega_s - \omega_p$,其中, ω_p 为通带截止频率; ω_s 为阻带截止频率。过渡带宽度会直接影响滤波器组对于信号产生的幅度失真,因此,应当使原型滤波器具有最小过渡带宽度。

3) 旁瓣峰值 A (dB):当原型滤波器的旁瓣较高时会产生频谱泄漏并加大发射端功率损耗,从而导致严重的ICI。因此,在对FMT系统的原型滤波器设计时一般要求 $A \leq -50$ dB。

3 仿真结果及分析

本节采用上述优化准则基于窗函数法设计一个通道数为32,长度为320,通带截止频率为0.9/32的FMT系统调制滤波器组的原型滤波器。为了说明本文优化准则的有效性,仿真中采用传统FMT原型滤波器中的平方根升余弦(Root Raised Cosine, RRC)滤波器作为优化比较对象,并对优化前后的原型滤波器在FMT系统中的BER性能进行比较。

图 3 为平方根升余滤波器和根据本文优化准则设计的原型滤波器的幅频响应对比。从图 3 中可以看出,采用优化准则设计的原型滤波器的旁瓣峰值为 -60 dB,比传统 RRC 滤波器的旁瓣峰值低了近 20 dB。此外,优化设计的原型滤波器具有更窄的过渡带,相应的过渡带能量 E_{ib} 及阻带能量 E_{sb} 也更小,这将使得 FMT 系统的滤波器组有更好的子信道频谱约束性。

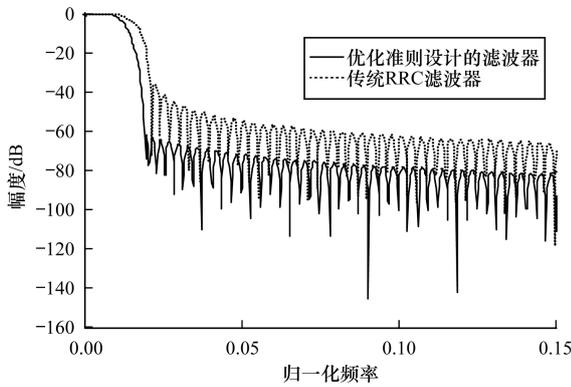
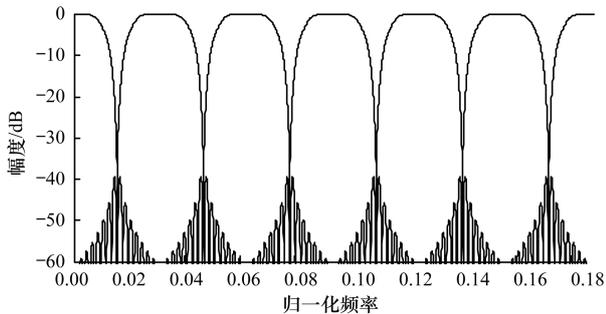
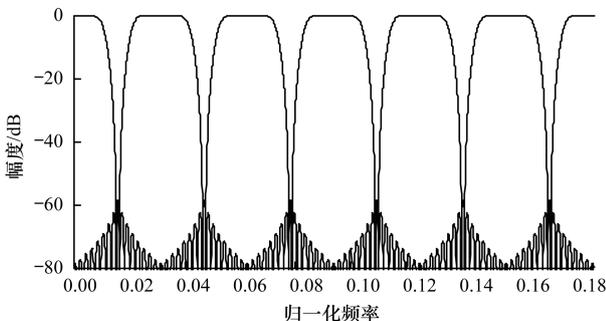


图 3 原型滤波器的幅频响应

图 4 为采用这 2 种原型滤波器所得的 FMT 系统的子信道频谱特性,其中为了便于观察,取前 6 个子信道并做归一化处理。由图 4 可知,利用优化准则设计的原型滤波器可以使 FMT 系统子信道频带外的能量衰减达到 -60 dB,比传统 RRC 滤波器的子信道频带外能量小了近 20 dB。此外,优化原型滤波器使 FMT 系统各个子信道具有更窄的过渡带,这使其获得了更好的频谱约束性。



(a)平方根升余滤波器



(b)本文优化准则设计的滤波器

图 4 对应的 FMT 系统前 6 个子信道的频谱特性

为了验证本文所提优化准则的有效性,在 Matlab 环境下对 FMT 系统的 BER 性能进行仿真。FMT 系统基本仿真参数如表 1 所示。

表 1 FMT 系统仿真参数

参数	取值
子信道数目 M	64
采样因子 K	72
带宽/MHz	20
子载波间隔/KHz	312.5
调制方式	16QAM
信道类型	AWGN
仿真数据量	5×10^7

图 5 为采用 2 种原型滤波器的 FMT 系统的误码率性能仿真。从图 5 中可以看出,利用传统的 RRC 滤波器和本文优化准则设计的原型滤波器都可以使 FMT 系统获得较好的误码性能。但与 RRC 设计方法相比,本文优化准则设计的 FMT 系统原型滤波器具有更好的 BER 性能,并且在 BER 为 10^{-3} 时,系统的性能增益提高了大约 2 dB。这是因为采用优化准则设计的原型滤波器过渡带较窄,通带的旁瓣峰值较低,这使得 FMT 系统的子信道频谱约束性较好,从而使信号在传输中的 ICI 较小,所以系统的误码性能有所提高。

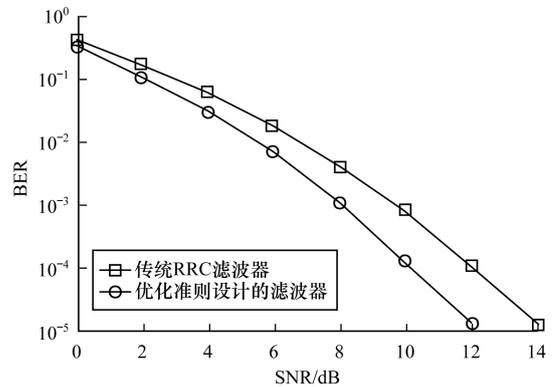


图 5 FMT 系统的 BER 性能

图 6 为这 2 种方法设计的 FMT 调制系统和 OFDM 调制系统在 LTE 链路中的 BER 性能仿真。其中,调制方式采用 16QAM,信道类型为 3GPP 技术推荐 (TR) 36.104 车载多径信道^[17],均衡方式为判决反馈均衡^[18] (DFE)。由图 6 可知,采用 2 种方法设计原型滤波器的 FMT 调制系统的 BER 性能均优于 OFDM 调制系统,并且随着信噪比的增加,系统的 BER 都在减小。但是,采用优化方法设计原型滤波器的 FMT 调制系统的 BER 性能明显优于传统 RRC 滤波器的 FMT 调制系统。这是因为 FMT 利用滤波器组将子信道频谱严格划分为相邻但不重叠的频谱,而本文优化方法设计的原型滤波器使得 FMT 调制系统的子信道频谱约束性更好,多径衰落信道

中存在的频偏对于 FMT 多载频调制系统的正交性影响更小,因此,BER 性能更好。这进一步说明了本文优化准则的有效性。

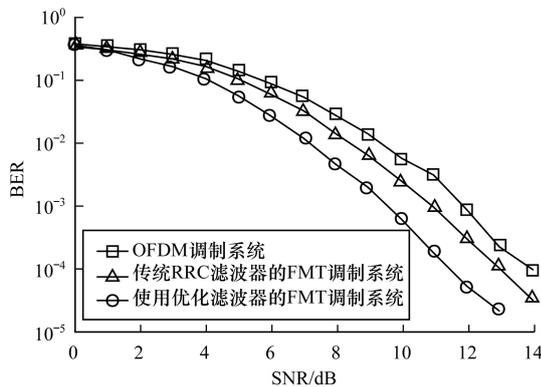


图 6 LTE 链路中的 BER 性能比较

4 结束语

本文提出一种基于 ICI 抑制的 FMT 系统滤波器组的优化设计方法。仿真结果表明,利用此优化准则设计的原型滤波器比传统的 RRC 滤波器有更低的旁瓣峰值和更窄的过渡带宽度,相应的 FMT 系统子信道频谱也具有更好的约束性。优化设计的原型滤波器可以使 FMT 系统拥有更好的 BER 性能,这也说明了所提优化方法的有效性。

参考文献

- [1] 王光宇. 多速率数字信号处理和滤波器组理论[M]. 北京:科学出版社,2013.
- [2] GIOVANNI C, EVANGELOS E, SEDAT O. Filtered Multi-tone Modulation VDSL[C]//Proceedings of Global Telecommunications Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 1999: 1139-1144.
- [3] LU Guanping, WU Jinsong, YING Rendong. Filtered Multi-tone Transmission with Variable Subcarrier Bandwidths [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communication Workshop. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2015: 160-165.
- [4] EVREN C, LUTFIYE D A. Filtered Multi-tone System for Users with Different Data Rates at 5G Wireless Networks [C]//Proceedings of the 24th Signal Processing and Communication Application Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2016: 741-744.
- [5] ANDREA M T, MAURO G. Cyclic Block FMT Modulation for Communications in Time-variant Frequency Selective Fading Channels [C]//Proceedings of the 21st European Signal Processing Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2013: 1-5.
- [6] WANG Zongjie, FAN Shuju, RUI Yun. CDMA-FMT: A Novel Multiple Access Scheme for 5G Wireless Communications [C]//Proceedings of the 19th International Conference on Digital Signal Processing. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 898-902.
- [7] ONDREJ K, PAVEL S, PETR S. Filter-bank Modulation Techniques and Its Utilization in ADSL Systems [C]//Proceedings of the 34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2011: 514-517.
- [8] 佟学俭, 罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用[M]. 北京:人民邮电出版社, 2003.
- [9] CHENRUBINI G, ELEFTHERIOU E, OLCER S. Filtered Multi-tone Modulation for Very High-speed Digital Subscriber Lines [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(5): 1016-1027.
- [10] ONDREJ K, PAVEL S, MARTIN K. Non-overlapped FMT Modulation in Wireless Networks [C]//Proceedings of the 4th International Conference on Circuits, Systems and Signals. Fukuoka, Japan: WSEAS Press, 2010: 174-178.
- [11] GAO Youjun, GAO Zhenming, ZHU Weihong. The Research on the Design of Filter Banks in Filtered Multi-tone Modulation [C]//Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2005: 584-588.
- [12] ONDREJ K, PAVEL S, PETR S. Filter Bank Modulation Techniques and Its Utilization in ADSL Systems [C]//Proceedings of the 34th International Conference on TSP. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2011: 514-517.
- [13] BAHRAM B, TIMOTHY N D. Efficient Filter Bank Design for Filtered Multi-tone Modulation [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2004: 38-42.
- [14] 陶然, 张惠云, 王越. 多抽样率数字信号处理理论及其应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2007.
- [15] BAHRAM B, TIMOTHY N D. Efficient Design of FMT Systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(5): 794-797.
- [16] TONELLO A M. Time Domain and Frequency Domain Implementations of FMT Modulation Architectures [C]//Proceedings of ICASSP'06. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2006: 625-628.
- [17] HOUMAN Z. Understanding LTE with Matlab [M]. Hoboken, USA: Wiley, 2014.
- [18] BENVENUTO N, TOMASIN S, TOMBA L. Equalization Methods in OFDM and FMT Systems for Broadband Wireless Communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(9): 1413-1418.

编辑 刘冰