

一种新的窗函数法设计余弦调制滤波器组系统

张天骐, 谭方青, 高春霞, 黄烈超

(重庆邮电大学信号与信息处理重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 针对用传统的窗函数法, 设计滤波器组存在设计复杂、性能不理想等缺点, 提出了一种新的余弦调制滤波器组设计方法。该方法采用了一种在理想滤波器的过渡带内插样条函数的窗函数法设计原型滤波器, 放松精确重构的限制条件, 将余弦调制滤波器组的设计问题转化为无约束的目标函数的优化问题; 再用量子粒子群优化算法优化目标函数, 求得最优参数通带截止频率, 设计出有限冲激响应(finite impulse response, FIR)原型滤波器。仿真实验表明, 用本文算法设计的余弦调制滤波器组在幅度失真、混叠失真、信噪比、重构误差等方面都明显优于用传统的“砖墙式”理想滤波器设计的余弦调制滤波器组, 用本方法设计的余弦调制传输复用器在通信系统中的应用也有很好的性能。

关键词: 余弦调制滤波器组; 样条函数; FIR原型滤波器; 量子粒子群优化算法; 余弦调制传输复用器

中图分类号: TN 713

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2011.12.31

New windowing approach for designing cosine-modulated filter bank systems

ZHANG Tian-qi, TAN Fang-qing, GAO Chun-xia, HUANG Lie-chao

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In view of the critical shortcomings such as the design complexity and unsatisfactory performance of filter bank with the conventional windowing, a new approach is proposed to design a bank of prototype filters with cosine modulated. In the proposed method, the prototype filter is optimized by using the windowing technique, with the novelty of exploiting spline functions in the transition band of the ideal filter, it relaxes the perfect reconstruction limitation, the design problem of cosine modulated filter bank is formulated as nonlinear unconstrained optimization of objection functions. Then a quantum-behaved particle swarm optimization algorithm is used to optimize objective functions, thus getting the optimal solution stopband cutoff frequency, and the prototype filter is designed. The simulation results demonstrate that the proposed method gives a better performance than the conventional design method in terms of amplitude distortion, aliasing distortion, and signal-to-noise ratio and reconstruction error, and the cosine-modulated transmultiplexer with the proposed technique has a good performance in the application of communications.

Keywords: cosine-modulated filter bank; spline function; FIR prototype filter; quantum-behaved particle swarm optimization; cosine-modulated transmultiplexer

0 引言

多速率滤波器组无论在软件无线电、雷达等军用领域, 还是在通信、图像编码、语音编码等民用领域都有广泛的应用^[1], 特别是最近几年在数字通信中的应用得到了很大的

发展。多载波通信中, 如正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)、离散多频调制(discrete multi-tone, DMT)、余弦调制传输复用器(cosine modulated transmultiplexers, CMTs), 都可等效为一组综合/分析滤波器组, 其基本思想是将信号频谱分割成一系列带宽

收稿日期: 2011-06-27; 修回日期: 2011-10-13。

基金项目: 国家自然科学基金(61071196); 教育部新世纪优秀人才支持计划(NCET-10-0927); 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目(CSTC, 2009CA2003); 重庆市自然科学基金(CSTC, 2009BB2287, CSTC, 2010BB2398, CSTC, 2010BB2411)资助课题

作者简介: 张天骐(1971-), 男, 教授, 主要研究方向为宽带微弱无线电信号处理、盲信号与信息处理研究。E-mail: zhangtq@cqupt.edu.cn

较窄的子带,使子信道传输接近无失真,从而有效地抵御信道失真并提高频谱利用率^[2-3]。

余弦调制滤波器组(cosine modulated filter banks, CMFB)是一种特殊的多速率滤波器组,它的分析和综合滤波器是由一个或两个低通原型滤波器经过余弦调制得到的。因此,余弦调制滤波器组的设计可简化为原型滤波器的设计。由于设计简单且实现效率高,余弦调制滤波器组成为多速率滤波器组的研究热点之一。20 世纪 90 年代初,文献[4]提出了余弦调制滤波器组精确重构条件,并给出了一种格形实现,余弦调制滤波器组的精确重构性可由格形结构保证,即使格形系数量化也可重构,因而有很好的稳健性,但是它的目标函数是优化参数的高度非线性函数,优化时需要一个好的起始点,并且目标函数对格形系数的变化非常敏感,很难获得高阻带衰减(一般只有-40 dB 左右)的滤波器。而且其阶数越高,越难找到一个好的起点,使优化算法收敛到一个好的滤波器组。文献[5]采用窗函数法直接设计余弦调制滤波器组的原型低通滤波器,该方法为单变量的优化方法,其最优参数通过在一定区间内全部搜索得到,因而计算效率较低,虽然该方法欲设计阻带衰减为-100 dB 的原型滤波器,但所得到的原型滤波器的阻带衰减只有-81 dB。文献[6-8]用不同的窗函数设计余弦调制滤波器组的原型滤波器,但是这些方法都需要多次迭代才能收敛到最优解,而且每次迭代都要重新设计一次滤波器,这种设计方法间接增加了运算量,而且随着通道数的增加,其运算量也明显增加。更为重要的一点是,传统窗函数法都是采用“砖墙式”理想滤波器来设计原型滤波器,不能有效的控制原型滤波器的过渡带,造成阻带衰减及过渡带性能都比较差,甚至会产生严重“吉布斯”现象,这在一定程度上影响滤波器组的总体性能。文献[9]采用在理想滤波器的过渡带内插样条函数的方法设计 FIR 滤波器,不仅可以消除“吉布斯”现象,而且可以有效调整过渡带、降低阻带波纹,通过调节样条函数阶数设计性能优越的 FIR 滤波器。

针对上述研究的不足,本文提出了一种新的窗函数法设计 FIR 低通原型滤波器,即在理想滤波器的过渡带内插样条函数,通过合理调整样条函数阶数来优化原型滤波器的过渡带,进一步降低各子带间的混叠误差,消除“吉布斯”现象。同时本文还采用粒子群算法的改进型——量子粒子群优化算法(quantum-behaved particle swarm optimization, QPSO)来解决满足重构条件的目标函数的优化问题,获得满足重构条件的目标函数最优解,设计出 FIR 低通原型滤波器,进一步调制得到性能优越的余弦调制滤波器组。

1 余弦调制滤波器组

图 1 和图 2 分别为 M 通道余弦调制滤波器组^[4]和 M 通道余弦调制传输复用器^[3],由于余弦调制滤波器组和余弦调制传输复用器在本质上是一致的,都归结为原型滤波器的设计,在此就以余弦调制滤波器组为例,分析其重构特性。在余弦调制滤波器组中,原型滤波器 $H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n}$ 是一个线性相位,低通 FIR 滤波器。分析滤波器 $H_k(z)$ 和综合滤波器 $F_k(z)$ 的脉冲响应分别为^[9]

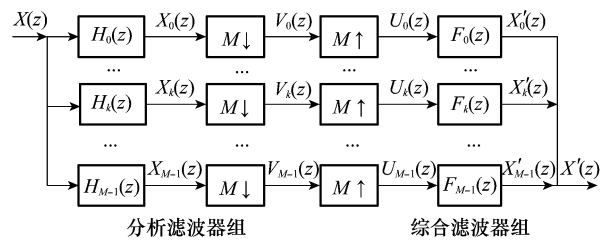


图 1 M 通道余弦调制滤波器组

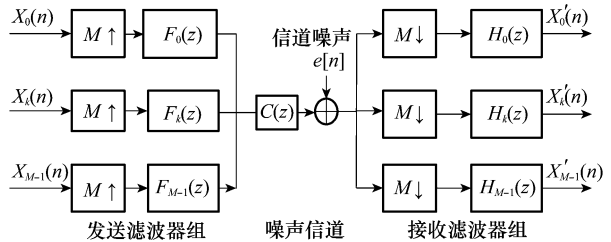


图 2 M 通道余弦调制传输复用器

$$h_k(n) = 2h(n) \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^k \frac{\pi}{4} \right]$$

$$0 \leq n \leq N-1, 0 \leq k \leq M-1 \quad (1)$$

$$f_k(n) = 2h(n) \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{N-1}{2} \right) - (-1)^k \frac{\pi}{4} \right]$$

$$0 \leq n \leq N-1, 0 \leq k \leq M-1 \quad (2)$$

令 $\tilde{H}_k(z) = H_k^*(z^{-1})$, 由式(1)和式(2)可得

$$f_k(n) = h_k(N-n-1),$$

$$F_k(z) = z^{-(N-1)} \tilde{H}_k(z), 0 \leq k \leq M-1 \quad (3)$$

尽管原型滤波器具有线性相位,但分析和综合滤波器都没有线性相位。整个滤波器组的输出可表示为

$$X'(z) = T_0(z)X(z) + \sum_{l=1}^{M-1} T_l(z)X(W_M^l z) \quad (4)$$

其中

$$W_M^l = e^{-j(2\pi l/M)} \quad (5)$$

$$T_0(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} F_k(z)H_k(z) = \frac{z^{-(N-1)}}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)\tilde{H}_k(z) \quad (6)$$

$$T_l(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} F_k(z)H_k(zW_M^l), 1 \leq l \leq M-1 \quad (7)$$

$|T_0(e^{j\omega})|$ 表示整个滤波器组的幅度失真,则

$$1 - \delta_1 \leq |T_0(e^{j\omega})| \leq 1 + \delta_2 \quad (8)$$

其中, δ_1 和 δ_2 是远小于 1 的正常数,表示幅度失真的程度; $T_l(z)$ 是混叠输入项 $X(W_M^l z)$ 的传递函数,定义混叠误差为

$$E(\omega) = \frac{1}{M} \left[\sum_{l=1}^{M-1} |T_l(e^{j\omega})|^2 \right]^{1/2} \quad (9)$$

因为 $H_k(z)H_k(z^{-1})$ 是 $h_k(n)$ 的自相关(对称)的 Z 变换,故 $T_0(z)$ 具有线性相位,也就是说,整个滤波器组没有相位失真,只有幅度和混叠失真。

2 FIR 原型滤波器的设计

由式(1)和式(2)可以看出,余弦调制滤波器组的设计最终归结到原型滤波器 $H(z)$ 的设计。

用窗函数法设计一个长度为 N 的线性相位 FIR 原型

低通滤波器,首先得选择一个合适的窗函数 $w[n]$,要求^[10]

$$w[n] \neq 0, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

$$w[N-1-n] = w[n], n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (11)$$

另外,选择理想滤波器 $h_{ideal}[n]$,其通带截止频率和阻带截止频率分别用 ω_p 、 ω_s 表示, ω_c 表示截止频率, $\omega_c = (\omega_p + \omega_s)/2$,理想滤波器 $h_{ideal}[n]$ 可以表示如下^[9,12]

$$h_{ideal}[n] = \frac{\sin\{[n-(N-1)/2]\omega_c\}}{\pi[n-(N-1)/2]} \quad (12)$$

$$h_{ideal-proposed}[n] = \frac{\sin\{[n-(N-1)/2](\omega_p + \omega_s)/2\}}{\pi[n-(N-1)/2]} \phi[n] \quad (13)$$

此处,

$$\phi[n] = \left[\frac{\sin\{[n-(N-1)/2](\omega_s - \omega_p)/(2\psi)\}}{[n-(N-1)/2](\omega_s - \omega_p)/(2\psi)} \right]^\psi \quad (14)$$

称为样条函数。 ψ 为样条函数阶数,通过调整样条函数阶数,可以有效控制滤波器的过渡带。而传统的“砖墙式”滤波器(如式(12))中, $\omega_p = \omega_s$,根本没法控制过渡带宽的大小,容易引起“吉布斯”现象。

另外,通过合理地选择样条函数阶数可以进一步优化滤波器性能,能获得比用传统的“砖墙式”理想滤波器设计的 FIR 滤波器更小的阻带衰减。

理想滤波器 $h_{ideal-proposed}[n]$ 的幅频响应可以表示为

$$H_{ideal-proposed}(e^{j\omega}) = e^{-j(N-1)\omega/2} A_{ideal-proposed}(\omega) \quad (15)$$

在通带区间 $[0, \omega_p]$, $A_{ideal-proposed}(\omega) = 1$, 在阻带区间 $[\omega_s, \pi]$, $A_{ideal-proposed}(\omega) = 0$, 在过渡带 (ω_p, ω_s) , $A_{ideal-proposed}(\omega)$ 的大小由样条函数阶数 ψ 所决定。

FIR 原型滤波器的冲激响应则由理想滤波器 $h_{ideal-proposed}[n]$ 和窗函数 $w[n]$ 表示

$$h(n) = w[n] \cdot h_{ideal-proposed}[n], n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (16)$$

为了得到高质量的重构特性,一个性能优越的原型滤波器 $H(z)$ 应尽可能满足如下两个条件:

$$|H(e^{j\omega})|^2 + |H(e^{j(\omega-\pi/M)})|^2 = 1, 0 < \omega < \pi/M \quad (17)$$

$$|H(e^{j\omega})| = 0, \omega > \pi/M \quad (18)$$

如果 $H(e^{j\omega})$ 能满足式(17),那么在整个频率范围内 $|T_0(e^{j\omega})| = 1$,从而消除了幅度失真。如果 $H(e^{j\omega})$ 能满足式(18),则在不相邻的子带内,混叠失真就可以消除,那么混叠失真仅存在于相邻的子带间。当然上述条件只能是近似满足。使用优化方法极小化如式(18)的目标函数,使其尽可能满足完全重构条件。定义

$$\phi(\omega_p) = \max_{\omega} \{ |H(e^{j\omega})|^2 + |H(e^{j(\omega-\pi/M)})|^2 - 1 \}, \quad 0 < \omega < \frac{\pi}{M} \quad (19)$$

使用优化算法求取目标函数 ϕ 的极小值,从而得到最接近满足式(17)和式(18)的原型滤波器 $H(z)$ 。本文采用量子粒子群优化算法来优化目标函数,以期获得最优参数 ω_p ,设计出最优的原型滤波器 $H(z)$ 。

3 粒子群优化算法思想

3.1 经典粒子群优化算法

粒子群优化算法 (particle swarm optimization, PSO) 是 1995 年由 Kennedy 和 Eberhart 提出的,源于对生物群体的研究,是启发式寻优算法的一种。其基本算法思想是:给定一个目标函数,在可接受的时间和计算量代价下,通过搜索预定的多维空间,在每一轮迭代中对自身的目标位置信息(适应值)进行评价,这一过程中,所有粒子共享最优位置的信息,然后用它们的记忆调整自己的速度和位置,通过不断比较和追随最优位置,最终找到最优解或者近乎最优的解。

粒子的速度和位置按下面两个式子不断更新^[13]

$$V_i(t+1) = V_i(t) + c_1 \times rand_1(p_i - X_i(t)) + c_2 \times rand_2(p_g - X_i(t)) \quad (20)$$

$$X_i(t+1) = X_i(t) + V_i(t+1) \quad (21)$$

在这里 c_1 和 c_2 分别称为自身学习因子和社会学习因子,通常取 $[0, 2]$ 之间的值,它们分别调节向个体最优粒子和全局最优粒子方向飞行的最大步长。 $rand_1$ 和 $rand_2$ 是 $[0, 1]$ 之间的随机数。粒子的速度限定在 $[-V_{max}, V_{max}]$ 之间,防止粒子飞出解空间。 p_i 是粒子 i 的个体历史最优位置, p_g 是所有粒子中的全局最优位置。

3.2 量子粒子群优化算法

由于 p_i 和随机数一样都是常量,因此上述算法仍然是线性的方法。事实上,生物群体中个体的思维非常复杂,有很大的不确定性,就像粒子有了量子行为。而把量子理论应用到粒子群算法上,就得到了量子粒子群算法。量子粒子群算法中的粒子按照下面 3 个公式更新位置信息^[14]

$$mbest = \frac{\sum_{i=1}^M p_i}{M} = \left[\frac{\sum_{i=1}^M p_{i1}}{M}, \frac{\sum_{i=1}^M p_{i2}}{M}, \dots, \frac{\sum_{i=1}^M p_{id}}{M} \right] \quad (22)$$

$$p = (\varphi_1 \cdot p_i + \varphi_2 \cdot p_g) / (\varphi_1 + \varphi_2) \quad (23)$$

$$X(t+1) = p \pm \beta \cdot |mbest - X(t)| \cdot \ln\left(\frac{1}{\mu}\right) \quad (24)$$

式中, $mbest$ 为中值最优位置; M 为群体中含粒子的数目; p_i 为粒子 i 的个体历史最优位置 $pbest$; p_g 为所有粒子中的全局最优位置 $gbest$; φ_1 、 φ_2 、 μ 为均匀分布在区间 $[0, 1]$ 的随机数; β 为系数创造力,该算法中唯一的参数。

算法的基本步骤如下:

步骤 1 随机初始化粒子群的位置 $X_i(t)$, 粒子数目 M ;

步骤 2 根据优化函数求出每个粒子的适应值,通过和个体历史最优值比较,如果当前值优于先前的个体历史最优值,则把当前值替换为个体最优 ($pbest$), 否则不替换;

步骤 3 评价全部粒子的适应值,得到 $gbest$; 并计算 $mbest$; 根据式(22)~式(24)更新粒子的信息;

步骤 4 判断是否达到预先设定的精度或最佳适应

值,如果没有,则返回步骤 2 继续运行,否则,迭代结束。

由此可见,量子粒子群算法的优点就在于其参数少,编程简单,收敛速度快。

3.3 量子粒子群算法设计 FIR 原型滤波器

前已述及,余弦调制滤波器组的原型滤波器 $H(z)$ 的设计问题可以转化为对满足重构条件的目标函数的优化问题。现将原型滤波器的设计流程表示如下^[15-16]:

(1) 设定滤波器的长度 N ,通道数 M ,滚降系数 ρ ,窗函数 $w[n]$,样条函数阶数 ψ 。

(2) 确定阻带截止频率 $\omega_s = (1 + \rho)/(2M)$,初始化通带截止频率 ω_p 。

(3) 根据式(13)和式(14)产生理想滤波器 $h_{ideal-proposed}[n]$ 的冲激响应。

(4) 根据式(16)产生原型滤波器 $h(n)$ 的冲激响应。

(5) 用量子粒子群算法优化目标函数 ϕ ,求取满足重构条件的目标函数取得极小值时的最优变量 ω_p ,根据式(16)设计出原型滤波器 $h(n)$ 。

本算法中,最优变量 ω_p 是用量子粒子群算法优化目标函数获取的,由于量子粒子群算法的全局收敛性好、收敛速度快、收敛精度高等优点,能够快速获得高质量的解 ω_p ,剩下的就是该如何选择窗函数 $w[n]$ 及样条函数阶数 ψ 。

4 仿真结果分析与讨论

通过分析,余弦调制滤波器组的设计最终归结为满足重构条件的目标函数的原型滤波器 $H(z)$ 的优化设计,本文采用基于样条函数的新的窗函数法设计原型滤波器 $H(z)$,进一步余弦调制得到余弦调制滤波器组。下面将用设计实例进一步说明算法的有效性。余弦调制滤波器组的重构特性主要由下面几个重要的性能参数指标来衡量。

幅度失真(amplitude distortion, δ_{pp})

$$\delta_{pp} = \max_{\omega \in [0, \pi]} \{ |T_0(e^{j\omega})| \} - \min_{\omega \in [0, \pi]} \{ |T_0(e^{j\omega})| \} \quad (25)$$

混叠失真(aliasing distortion, E_{alias})

$$E_{alias} = \max_{\omega \in [0, \pi]} \left\{ \sqrt{\sum_{l=1}^{M-1} \left| \sum_{k=0}^{M-1} F_k(e^{j\omega}) H_k(e^{j(\omega-2\pi l/M)}) \right|^2} \right\} \quad (26)$$

重构误差(maximum error, ME)

$$ME = \max_{0 \leq n \leq L-1} |x(n-D) - x'(n)|, D = N - 1 \quad (27)$$

信噪比(peak signal noise ratio, PSNR)

$$PSNR = \left[\frac{(\max_{0 \leq n \leq L-1} |x(n-D)|)^2}{\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} |x(n-D) - x'(n)|^2} \right], D = N - 1 \quad (28)$$

式中, D 为滤波器组的时延; N 为原型滤波器的长度; L 为信号采样点数目。

图 2 所示的余弦调制传输复用器的性能主要由如下两个信干比(signal-to-interference ratio, SIR)来评估:一个是由于信道之间的相互干扰(inter-channel interference, ICI)所引起的,称为 SIR_{ICI} ;另一个是由码符号之间的相互干扰(inter-symbol interference, ISI)所引起的,称为 SIR_{ISI} 。计算式表示如下

$$SIR_{ICI}(l) = \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (|T_{ll}(e^{j\omega})|^2) d\omega}{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\sum_{k=0, k \neq l}^{M-1} |T_{lk}(e^{j\omega})|^2 \right) d\omega} \quad (29)$$

$$SIR_{ISI}(l) = \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (|T_{ll}(e^{j\omega})|^2) d\omega}{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (|T_{ll}(e^{j\omega}) - 1|^2) d\omega} \quad (30)$$

这里

$$T_k(e^{j\omega}) = \sum_{m=0}^{M-1} F_k(e^{j(\omega-2\pi m/M)}) C(e^{j(\omega-2\pi m/M)}) H_l(e^{j(\omega-2\pi m/M)}) \quad (31)$$

设计实例如下:

用本文算法(Kaiser窗, $\beta=9$)设计 32 通道($M=32$, $N=512$)的余弦调制滤波器组和余弦调制传输复用器的 FIR 低通原型滤波器,滚降系数 $\rho=1$ 。伪随机序列作为滤波器组的输入信号,实验仿真结果如下所示:为了更好地说明本文算法的有效性,用传统的窗函数法(文献[5])设计同参数的余弦调制滤波器组进行对比。

图 3 显示余弦调制滤波器组的一些重要性能指标,将用本文算法(Kaiser窗, $\beta=9$, $\psi=20$)和传统的窗函数(文献[5])设计的同参数的余弦调制滤波器组性能参数对比分析。从上述仿真结果可以看出,用本文算法设计的余弦调制滤波器组在原型滤波器 $H(z)$ 的阻带衰减、滤波器组的幅度失真、混叠失真以及输出重构信号的误差等几个方面的性能都明显优于传统的窗函数法。

图 4 显示了样条函数阶数对余弦调制滤波器组(Kaiser窗, $\beta=9$)的性能指标(幅度失真、混叠失真、信噪比、重构误差)的影响,从图 4 中可以看出,各性能指标随着样条函数阶数的变化而改变,随着样条函数阶数的增加,混叠失真和信噪比增加,而幅度失真、重构误差减小。由此可以得出,通过选择合适的样条函数阶数可以进一步优化余弦调制滤波器组的性能。图 5 显示了样条函数阶数对原型滤波器过渡带的影响(Kaiser窗, $\beta=9$),从图 5 可以看出,样条函数阶数越小,原型滤波器的阻带衰减就越小,其过渡带越大。由此可以得出,通过调整样条函数阶数来有效地控制原型滤波器 $H(z)$ 的过渡带宽。

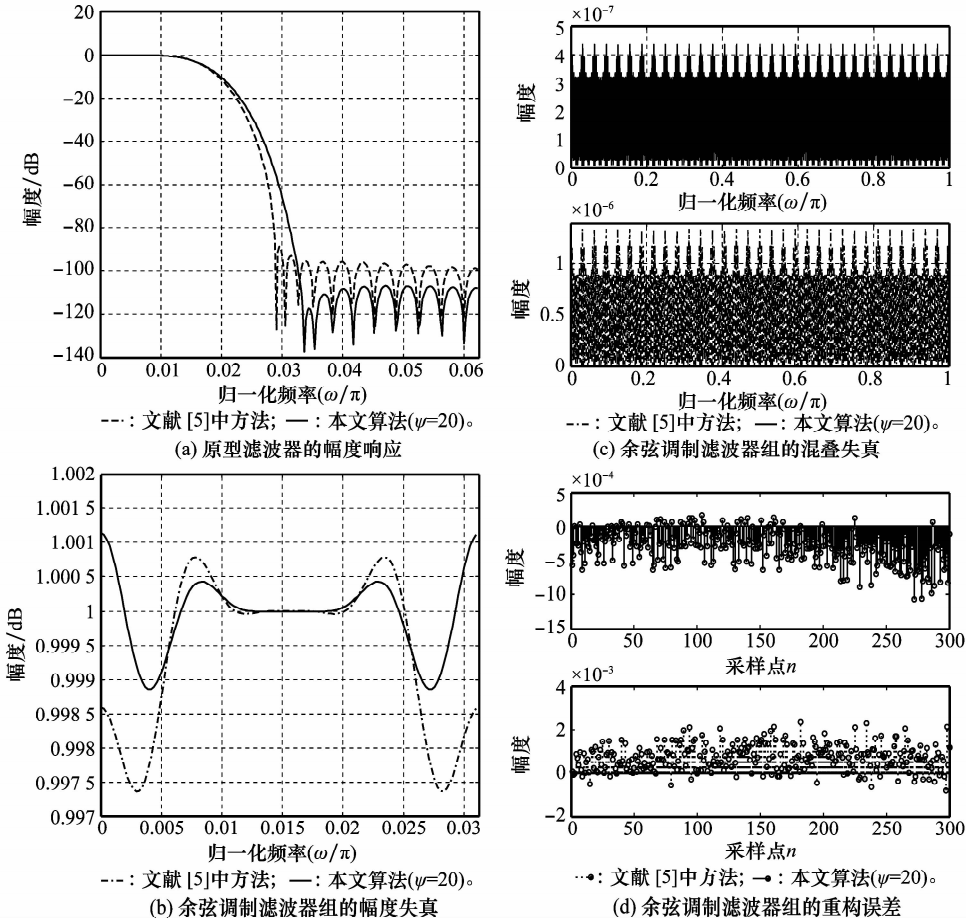


图 3 余弦调制滤波器组的性能指标

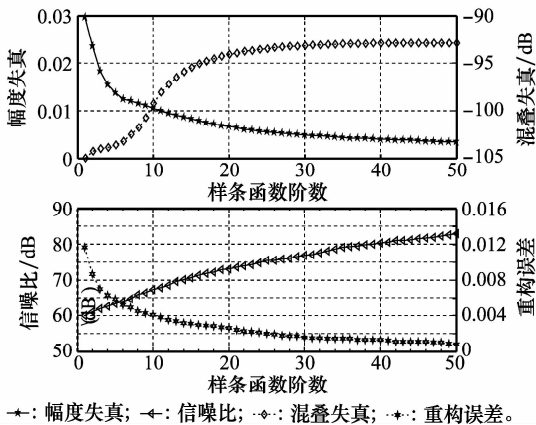


图 4 样条函数阶数对 CMFB 性能的影响

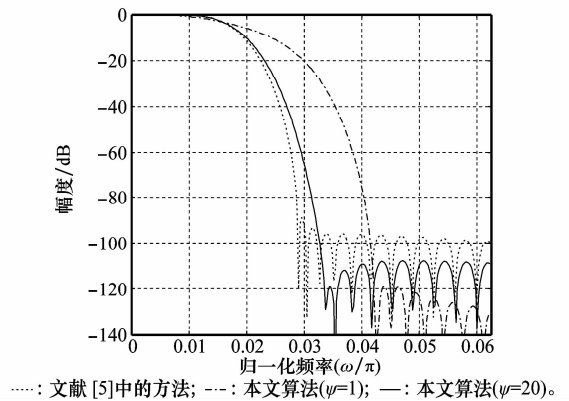


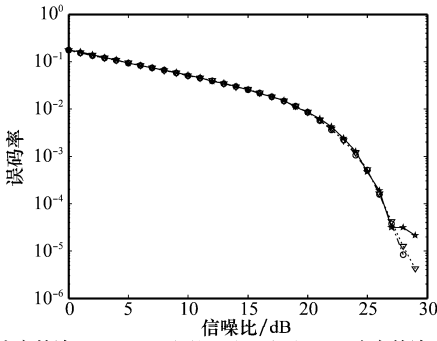
图 5 样条函数阶数对原型滤波器影响

用本文算法设计的余弦调制传输复用器在通信系统中的性能主要由误码率(bit error rate, BER)和信干比来衡量,假设输入信号 $X_e(n)$ 为相互独立的二进制序列(伪随机序列),噪声信道中加入高斯白噪声,假定 $C(z)=1$, 设定一个门限检测,恢复重构出 $X'_e(n)$,图 6 显示了余弦调制传输复用器的误码率。从图 6 可以看出,用本文算法设计的余弦调制传输复用器中通信系统中有很好的性能。

$$SIR_{ICI} = 108.15 \text{ dB}, \quad SIR_{ISI} = 67.19 \text{ dB} (\psi = 20)$$

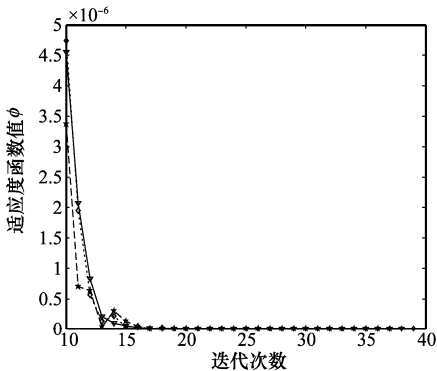
$$SIR_{ICI} = 95.38 \text{ dB}, \quad SIR_{ISI} = 64.38 \text{ dB} (\psi = 1)$$

图 7 展示了本文所采用的优化目标函数 ϕ 的性能收敛曲线,从图中可以看出,采用本文提出的 QPSO 能够通过很少的迭代次数收敛到目标函数极小值,搜索到最优解。进一步验证了 QPSO 算法收敛速度快、全局性能好、收敛精度高等优点。



○: 本文算法($\psi=1$); △: 文献[5]中的方法; □: 本文算法($\psi=20$)。

图 6 余弦调制传输复用器的误码率



○: 本文算法($\psi=1$); △: 本文算法($\psi=20$); □: 传统算法($\psi=0$)。

图 7 QPSO 优化目标函数 ϕ 的性能收敛曲线

5 结论

本文提出了一种新的窗函数法设计余弦调制滤波器组,本方法两个重要关键创新点主要表现在:一是在理想滤波器的过渡带内插样条函数,而不用传统的“砖墙式”理想滤波器设计 FIR 原型滤波器;二是采用了量子粒子群优化算法优化满足重构条件的目标函数。该方法的优越性主要表现在:首先,通过选择合适的窗函数和样条函数阶数来优化 FIR 原型滤波器的过渡带,滤波器组可以获得更小阻带衰减、幅度失真、混叠失真和重构误差;其次,由于量子粒子群优化算法具有收敛速度快、全局性能好、收敛精度高等优点,能快速地获取高质量的解 ω_p ,设计出性能卓越的滤波器组。通过仿真实验,可以看出用本文算法设计的余弦调制滤波器组在幅度失真、混叠失真、重构误差、信噪比等方面的性能明显优于传统的窗函数法,而且用本文算法设计的余弦调制传输复用器在通信系统应用中也有很好的性能表现。

参考文献:

[1] Vaidyanathan P P. *Multirate systems and filter banks* [M]. New Jersey: Englewood Cliffs,1993.
 [2] Vaidyanathan P P. Filter banks in digital communications [J]. *IEEE Circuits and Systems Magazine*,2001,1(2):4-25.
 [3] Ram K S, Alok J, Rajiv S. An improved and simplified design of

pseudo-transmultiplexer using Blackman window family [J]. *Digital Signal Processing*,2010,20(3):743-749.
 [4] Koilpillai R D, Vaidyanathan P P. Cosine modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*,1992,40(4):770-783.
 [5] Lin Y P, Vaidyanathan P P. A kaiser window approach for the design of prototype filter of cosine modulated filter banks [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*,1996,5(6):132-134.
 [6] Ashutosh D, Alok J, Sharma P C. Performance of Blackman window family in M-channel cosine modulated filter bank for ECG Signals [C]// *Proc. of the International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Techniques*,2009:98-101.
 [7] Martin P, Cruz R F. A windowing approach for designing critically sampled nearly perfect reconstruction cosine modulated transmultiplexers and filter banks [C]// *Proc. of the Third International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis*,2006:755-760.
 [8] Cruz R F, Amo R P, Saramaki T. An efficient and simple method for designing prototype filters for cosine-modulated pseudo-QMF banks [J]. *IEEE Signal Processing Letters*,2002,9(1):29-31.
 [9] Burrus C S, Soewito A W, Gopinath R A. Least squared error FIR filter design with transitionbands [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*,1992,40(6):1327-1340.
 [10] 张子敬, 焦李成. 余弦调制滤波器组的原型滤波器设计[J]. *电子与信息学报*,2002,24(3):308-313. (Zhang Z J, Jiao L C. Design of prototype filter for cosine-modulated filter banks [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*,2002,24(3):308-313.)
 [11] Sanjit K M. *Digital signal processing: a computer-based approach* [M]. 2nd. Beijing: Tsinghua University Press,2001.
 [12] Kumar A, Singh G K, Kuldeep B. An improved and simplified approach for designing cosine modulated filter bank using window technique [J]. *Journal of Mathematical Modelling and Algorithms*,2011,10(3):213-226.
 [13] 高尚, 杨靖宇. 群智能算法及其应用 [M]. 北京: 中国水利水电出版社,2006. (Gao S, Yang J Y. *Swarm intelligence algorithms and applications* [M]. Beijing: China Waterpower Press,2006.)
 [14] Sun J, Feng B, Xu W B. Particle swarm optimization with particles having quantum behavior [C]// *Proc. of Congress on Evolutionary Computation*,2004:325-331.
 [15] Fang W, Sun J, Xu W B. Design IIR digital filters using quantum-behaved particle swarm optimization [J]. *Advances in Natural Computation*,2006,9(4):637-640.
 [16] Xi ML, Sun J, Xu W B. Parameter optimization of PID controller based on quantum-behaved particle swarm optimization algorithm [J]. *Complex Systems and Application-Modeling, Control and Simulation*,2006,14(s2):603-607.