

## 认知无线电系统中调制滤波器组的设计

邵凯, 计翔\*, 庄陵, 王光宇

(移动通信技术重庆市重点实验室(重庆邮电大学), 重庆 400065)

(\*通信作者电子邮箱 longyue1022@163.com)

**摘要:**作为一种新的智能频谱共享技术, 认知无线电(CR)技术允许认知用户在不干扰授权用户的前提下使用其空闲的频谱而有效提高频谱利用率。为克服传统认知无线电系统物理层传输技术即正交频分复用(OFDM)多载波调制技术因高的旁瓣衰减带来的相邻带间干扰和认知用户对授权用户的干扰, 研究了一种可以替代的多载波调制技术, 即滤波器组多载波调制技术。将滤波器组的设计归结为一个无约束的线性优化设计原型滤波器问题, 并提出一种间接设计的方法。该方法首先采用 Parks-McClellan 算法设计两个低阶的线性低通滤波器, 然后通过插值和级联操作优化设计需要的原型滤波器。仿真结果表明, 相对传统的直接设计方法, 所提方法能够明显降低滤波器系数长度和改善滤波器组的混叠误差。

**关键词:** 认知无线电; 滤波器组多载波调制; 调制滤波器组; 原型滤波器; 插值的 FIR 滤波器

**中图分类号:** TN911.72 **文献标志码:** A

## Design of modulated filter banks for cognitive radio system

SHAO Kai, JI Xiang\*, ZHUANG Ling, WANG Guangyu

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

**Abstract:** As a new intelligent spectrum sharing technology, Cognitive Radio (CR) technology could effectively improve the spectrum utilization. It allows the cognitive user to use the idle spectrum of licensed user under the premise of free interference. Because of the high sidelobe attenuation, the traditional physical layer transmission technology in cognitive radio system, that is Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) multi-carrier modulation technology, suffers from the interference between the adjacent subbands and the interference among licensed users and cognitive users, an alternative multi-carrier modulation technology, filter bank based multi-carrier technology, was introduced in this paper to eliminate the interferences. An indirect design method for designing the prototype filter in filter bank was proposed while formulating the filter bank as an unconstrained linear optimization problem of prototype filter. Firstly, two low-order and linear lowpass filters were designed by using the Parks-McClellan algorithm, and then the prototype filter was optimally designed through the interpolation and cascade operation. Compared to the conventional direct method, the simulation results show that the modulated filter banks designed by the proposed method in this paper present better performance in the length of filter coefficients and the alias errors.

**Key words:** Cognitive Radio (CR); filter bank based multicarrier modulation; modulated filter bank; prototype filter; Interpolated FIR filter (IFIR)

## 0 引言

近年来, 认知无线电(Cognitive Radio, CR)技术因能有效提高频谱利用率、缓解有限频谱资源和通信需求间的矛盾而越来越受到关注<sup>[1]</sup>。为避免频谱资源的严重浪费, 认知无线电技术允许非授权用户, 即认知用户使用那些频谱占用度不高的授权频段而提高授权频段的利用率。在不干扰授权用户的前提下, 认知用户通过感知其周围的频谱使用情况, 采用动态频谱管理技术利用当前未被占用的频谱进行数据传输, 从而实现授权系统和非授权系统之间的频谱资源共享。

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division

Multiplexing, OFDM)多载波调制技术中因其快速傅里叶变换(Fast Fourier Transformation, FFT)既可以用于频谱分析又可以作为 OFDM 系统的解调器以及简单的信道均衡技术而被首选为认知无线电系统的物理层传输方案。它通过将整个频带分为互相正交的子带并进行数据调制, 每个子带上传输的是矩形脉冲包络的复指数信号。矩形脉冲的在频域对应的谱是 Sinc 函数, 尽管它们相互正交, 但有高的旁瓣且衰减缓慢, 易引起严重的带间干扰, 从而造成认知用户对授权用户的干扰。虽然人们已经提出一些改进的方案如插入干扰抵消子载波<sup>[2]</sup>、加窗处理<sup>[3]</sup>等以抑制旁瓣衰减, 但这些方案无疑都将降低频谱利用率。

收稿日期: 2013-08-09; 修回日期: 2013-10-10。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61071195); 科技部中国-欧盟科技合作项目(1018)。

作者简介: 邵凯(1977-), 男, 重庆人, 副教授, 硕士, 主要研究方向: 通信与信息处理、多载波技术; 计翔(1988-), 男, 安徽池州人, 硕士研究生, 主要研究方向: 通信系统信号处理、多速率滤波器组设计及应用; 庄陵(1978-), 女, 重庆人, 副教授, 博士, 主要研究方向: 通信与信息处理、多载波技术; 王光宇(1964-), 男, 贵州兴义人, 教授, 博士, 主要研究方向: 高速多载波通信理论。

基于滤波器组的多载波调制技术是一种可以替代 OFDM 多载波调制技术的认知无线电物理层传输技术<sup>[4]</sup>。它是滤波器组技术的一种,其各子载波滤波器仍由原型滤波器调制得到,但与一般滤波器组技术不同的是其调制由综合滤波器组完成,解调由分析滤波器组完成。在一般滤波器组技术中,分析滤波器组完成调制作用,将输入信号分解为占据不同频带的子带信号进行传输;综合滤波器接收各子带信号进行相应处理后相加合成为一个新的宽带信号。若新的宽带信号在时域是输入信号的纯时延,则称该滤波器组系统具有完全重建特性,一个完全重建的滤波器组能够构成一个完全重建的基于滤波器组的多载波调制系统<sup>[5]</sup>。

为使认知无线电系统可以控制认知用户对授权用户产生的干扰而满足不同授权用户的不同干扰要求,每个子载波的阻带衰减需要可以灵活地控制到任意小。在完全重建或近似完全重建滤波器组的设计中,一般都选择综合滤波器组为分析滤波器组的共轭转置以减小设计的复杂度和提高计算效率<sup>[6-9]</sup>。然而在此共轭转置约束条件下采用直接优化设计方法时,需要很长的系数才能得到好的阻带衰减性能,并且当需要窄的过渡带时,设计复杂度相应的增加<sup>[10]</sup>。为减小设计的复杂度,提高计算效率,在窄的过渡带和尽可能短的系数长度下即有好的阻带衰减特性,本文引入一种通过优化设计低阶的有限长单位冲激响应滤波器(Finite Impulse Response, FIR)滤波器间接设计具有高阻带衰减特性的原型滤波器的方法,称为插值的 FIR 滤波器(Interpolated FIR filter, IFIR)方法<sup>[11]</sup>。基于该方法设计的原型滤波器具有窄的主瓣宽度、高的阻带衰减和低的滤波器系数,能很好地抑制认知用户对授权用户的干扰。

## 1 基于滤波器组的多载波调制技术

基于滤波器组的多载波调制技术是滤波器组技术的一种,其设计关键在于滤波器组的设计。一个  $M$  带最大抽取离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)调制滤波器组结构如图 1 所示,其中  $H_0(z)$  和  $G_0(z)$  为实系数具有线性相位的 FIR 原型滤波器,且满足  $h(n) = h(N - n - 1)$  ( $n = 0, 1, \dots, N - 1$ )。DFT 调制滤波器组的各分析滤波器和综合滤波器均由原型滤波器进行复指数调制得到:

$$H_k(z) = H_0(zW_M^k); k = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (1)$$

$$G_k(z) = M \times G_0(zW_M^k); k = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (2)$$

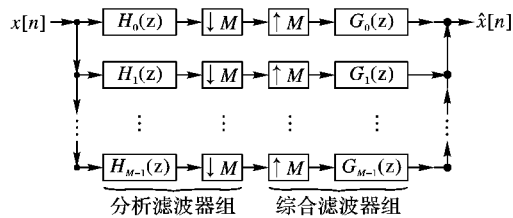


图 1  $M$  带最大抽取 DFT 调制滤波器组

滤波器组的输入与输出间关系可表示为

$$\hat{X}(z) = T_0(z)X(z) + \sum_{k=1}^{M-1} T_k(z)X(zW_M^k) \quad (3)$$

其中:

$$T_0(z) = \sum_{i=0}^{M-1} G_i(z)H_i(z) \quad (4)$$

$$T_i(z) = \sum_{k=1}^{M-1} \sum_{l=0}^{M-1} G_i(z)H_l(zW_M^k) \quad (5)$$

在式(3)中第一项为期待输出信号,第二项为混叠输出

信号。 $T_0(z)$  表示滤波器组的整体失真传输函数,用来表征滤波器组的幅度和相位失真; $T_i(z)$  称为滤波器组的混叠失真函数,用来表示滤波器组的混叠失真。由于受调制的原型滤波器是具线性相位的 FIR 滤波器,在复调制后滤波器组没有相位失真,只有幅度失真和混叠失真。

定义滤波器组的最大混叠失真误差和最大幅度误差<sup>[12]</sup>分别为:

$$T_{\text{dist}} = \max_{\omega \in [0, \pi]} \{ |T_0(e^{j\omega})| \} - \min_{\omega \in [0, \pi]} \{ |T_0(e^{j\omega})| \} \quad (6)$$

$$T_{\text{alias}} = \max_{\omega \in [0, \pi]} \left\{ \sqrt{\sum_{l=1}^{M-1} \left| \sum_{k=0}^{M-1} G_k(e^{j\omega}) H_k(e^{j\omega} W_M^k) \right|^2} \right\} \quad (7)$$

在考虑单原型滤波器即  $G_0(z) = H_0(z)$  时,为得到高质量的重建输出信号,原型滤波器应尽可能地满足<sup>[13]</sup>:

$$|H_0(e^{j\omega})| = 0; \omega > \pi/M \quad (8)$$

$$|H_0(e^{j\omega})|^2 + |H_0(e^{j(\omega - \pi/M)})|^2 = 1; 0 < \omega < \pi/M \quad (9)$$

式(8)用以保证滤波器组消除非相邻通带间的混叠失真;式(9)称为消除滤波器组幅度失真的功率互补条件,用以保证滤波器组在截止频率范围内消除幅度失真。

为设计一个同时满足式(8)和式(9)的原型滤波器,将调制滤波器组的设计转化为一个无约束的线性优化问题,在设置原型滤波器的阻带截止频率  $\omega_s = \pi/M$  时,定义优化目标函数为

$$\varphi = \max_{\omega} \left\{ |H_0(e^{j\omega})|^2 + |H_0(e^{j(\omega - \frac{\pi}{M})})|^2 - 1 \right\}; \quad 0 < \omega < \pi/M \quad (10)$$

通过线性优化算法求取目标函数的极小值,可以得到一个近似完全重建的调制滤波器组。观察式(9),当  $\omega = \pi/2M$  时,有  $|H_0(e^{j\pi/(2M)})| = 2^{-1/2}$ , 这样目标函数可进一步表示为

$$\varphi(\omega) = |H_0(e^{j\pi/(2M)}, \omega_p)| - 2^{-1/2} \quad (11)$$

## 2 原型滤波器设计

为尽可能地减小认知用户对授权用户的干扰,原型滤波器的阻带衰减需要可以灵活控制到任意小。采用直接优化方法设计原型滤波器时需要很长的滤波器系数才能得到高的阻带衰减特性,不仅增加了设计的复杂度也增加了系统的延时。为此本文引入一种间接的优化设计原型滤波器方法——插值的 FIR 滤波器(IFIR)方法,设计得到的滤波器称为 IFIR 滤波器。

IFIR 滤波器可表示为两个低阶 FIR 滤波器的级联形式:

$$H(z) = G(z^L)I(z) \quad (12)$$

其中:  $G(z^L)$  为插值的滤波器,  $G(z)$  是待优化的线性低通 FIR 滤波器,其幅频特性是对待设计原型滤波器的  $L$  倍扩展,其中  $L$  称为扩展因子。对应地,  $G(z^L)$  的脉冲响应是  $G(z)$  脉冲响应的  $L$  倍插值,频谱是  $G(e^{j\omega})$  的  $L$  倍压缩,因而频谱上将会出现  $L - 1$  个镜像。为使输出信号与输入信号有一样的频谱形状,需要在插值的滤波器  $G(z^L)$  后级联一个低通滤波器——整形滤波器  $I(z)$ ,以消除不必要的镜像。各滤波器的通带截止频率和阻带截止频率之间关系如表 1 所示。

表 1 各滤波器通带截止频率和截止频率间关系

滤波器	$H(z)$	$G(z)$	$I(z)$
通带截止频率	$\omega_p$	$L\omega_p$	$\omega_p$
阻带截止频率	$\omega_s$	$L\omega_s$	$2\pi/L - \omega_s$

由于  $G(z)$  的过渡带宽是  $H(z)$  的  $L$  倍,其阶数为  $H(z)$  的  $1/L$ ,因而扩展因子  $L$  的选取很大程度上决定了 IFIR 优化设计方法的计算复杂度。最优扩展因子可由式(13)<sup>[14]</sup>给出:

$$L = \left\lceil \frac{2\pi}{(\omega_p + \omega_s + \sqrt{2\pi(\omega_s - \omega_p)})} \right\rceil \quad (13)$$

其中  $\lceil \cdot \rceil$  表示取整。通过计算合适的扩展因子  $L$ ,可以仅通过优化设计两个低阶次的滤波器,然后进行级联即可得到具有窄的主瓣宽度和高阻带衰减特性的原型滤波器,减小了复杂度,提高了计算效率。

线性低阶滤波器有多种设计方法,如窗函数设计法和频率抽样设计法等,本文选用一种常见的最优化设计 FIR 滤波器方法,即利用 Parks-McClellan 算法直接设计滤波器。在 Matlab 软件中直接调用函数 FIRPM 进行设计,设计的滤波器阶数可由式(14)<sup>[15]</sup>近似得到:

$$N = \frac{-20 \lg \sqrt{\delta_1 \delta_2} - 13}{14.36 \Delta f} + 1; \Delta f = \frac{(\omega_2 - \omega_1)}{2\pi} \quad (14)$$

其中:  $\delta_1, \delta_2$  为滤波器通带波纹和阻带波纹最大误差;  $\Delta f$  为滤波器的过渡带宽。

采用 IFIR 方法优化设计原型滤波器过程可描述如下:

1) 初始化相关参数: 通道数  $M$ , 通带最大波纹  $\delta_1$ , 阻带最小衰减  $A_s$ , 通带截止频率变化步长  $step$ , 容忍误差范围  $tol$  等。

2) 设置原型滤波器的阻带截止频率为  $\omega_s = \pi/M$ , 插值的滤波器通带截止频率为  $\pi/2M$ , 按式(13) 计算得到最适合的扩展因子  $L$ 。

3) 调用 FIRPM 函数设计插值的滤波器  $I(z)$ 。

4) 初始化  $G(z)$  的通带截止频率, 设计  $G(z)$  和  $G(z^L)$ 。

5) 按式(12)设计原型滤波器  $H_0(z)$ 。

6) 采用线性优化算法按式(11)计算目标函数。

7) 判断得到的目标函数值是否在容忍误差范围内,若是则停止;否则按步长增加  $G(z)$  的截止频率重新设计原型滤波器,直至满足容忍误差。

### 3 仿真结果及分析

采用 IFIR 方法设计原型滤波器时只需设计两个低阶的线性低通滤波器即可得到高阻带衰减特性的原型滤波器,因此设计的计算量将明显下降,仿真实验中采用计算机仿真时间来描述算法的复杂度。

本章采用 IFIR 方法设计一个原型滤波器,并与直接采用 Parks-McClellan 算法设计的原型滤波器进行比较。选用主频 2.6 GHz, 内存 2 GB, 装有 Matlab 7.9 (Matlab 2009b) 软件的计算机进行仿真,当设置通道数为 32, 通带波纹为 0.005, 阻带衰减为 110 dB, 最优扩展因子为 8, 采用 Parks-McClellan 算法设计整形滤波器和插值的滤波器时,其幅频响应如图 2 所示,对应设计原型滤波器的幅频响应如图 3 所示。

在相同的参数下,直接采用 Parks-McClellan 算法设计的原型滤波器和采用 IFIR 方法设计的原型滤波器,其幅频响应之间的比较如图 4 所示。两种方法设计的原型滤波器的性能参数和对应滤波器组的最大混叠失真误差和最大幅度误差如表 2 所示。

由仿真结果可以知道,在相同的参数下,IFIR 设计所得的滤波器组的幅度误差比直接采用 Parks-McClellan 算法设计的滤波器组的幅度误差稍大,但混叠误差有很大的改善。在

设定目标阻带衰减 110 dB 时,本文设计方法相比直接设计方法在旁瓣衰减上提高了 2 dB 左右,能更好地抑制对相邻子带的干扰。另外,相比采用 Parks-McClellan 算法直接设计的原型滤波器,采用本文方法设计的原型滤波器在系数长度和仿真时间上都较大的降低,系数长度减小了近 1/4,仿真时间降低了近 1/26。

表 2 两种设计方法性能参数的比较

方法	最大幅度误差	最大混叠误差	旁瓣衰减/dB	滤波器阶数	运行时间/s
直接设计方法	5.299E-3	2.586E-7	110	$N = 439$	442.9
本文方法	7.736E-3	4.830E-11	112	$N_g = 58, N_i = 54$	17.04

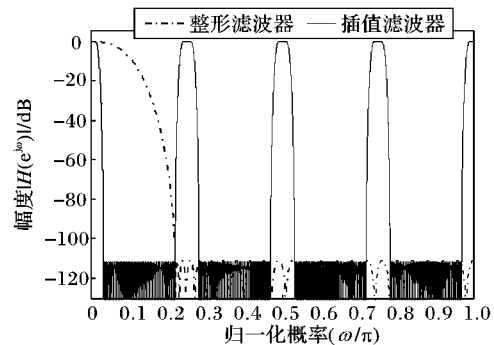


图 2 本文方法中整形滤波器和插值滤波器幅频响应

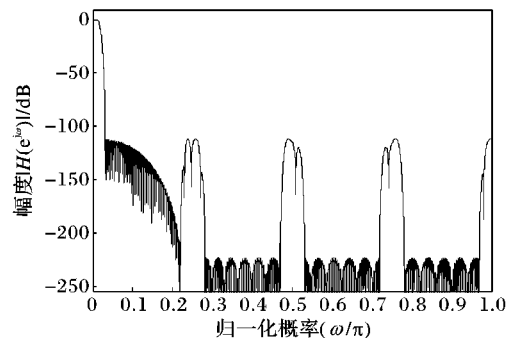


图 3 采用 IFIR 法设计的原型滤波器的幅频响应

由图 4 可知,在相同的参数条件下,IFIR 法设计的原型滤波器有更好的阻带衰减特性和相对窄的主瓣宽度,可以更加灵活地控制认知用户对授权用户产生的干扰而满足不同授权用户的不同干扰要求。

图 5 为直接设计方法和 IFIR 方法设计的原型滤波器与 OFDM 多载波调制采用的矩形窗函数的幅频响应。由图可见两种方法设计的原型滤波器都能很好地降低旁瓣衰减,减小阻带宽度,更好地抑制对相邻子带的干扰,减小认知用户对授权用户的干扰。

### 4 结语

本文研究了一种作为认知无线电物理层传输技术的基于滤波器组的多载波调制技术,针对认知用户对授权用户的干扰抑制问题,引入了一种通过优化设计两个低阶线性低通滤波器间接设计具有高阻带衰减特性原型滤波器的 IFIR 方法。该方法采用传统的单参数线性优化方法,通过调整整形滤波器的通带截止频率获得目标函数的最小值,从而得到待优化的原型滤波器。对比传统直接方法设计的原型滤波器,

IFIR 方法设计的原型滤波器有相对窄的主瓣宽度和好的阻带衰减特性以及更短的系数长度,在很好抑制干扰的同时能减小设计复杂度,提高计算效率。

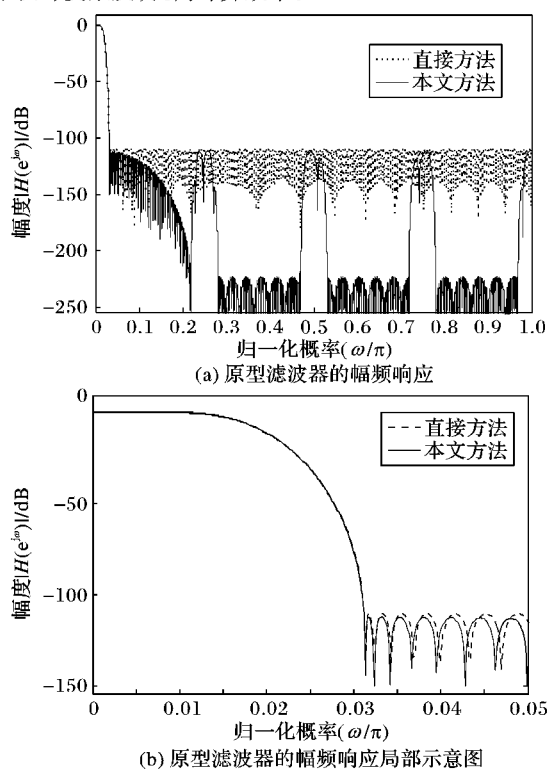


图4 两种方法设计的原型滤波器的幅频响应

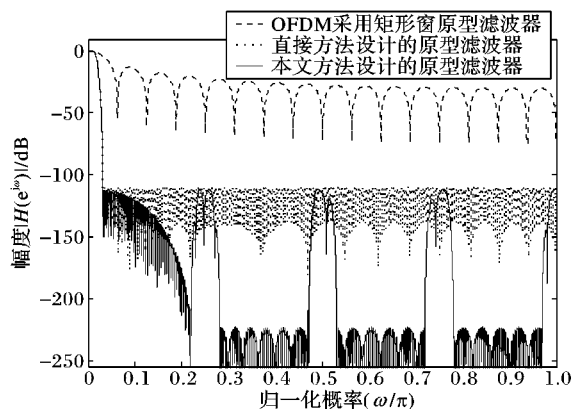


图5 两种方法设计的原型滤波器和 OFDM 矩形窗函数幅频响应

#### 参考文献:

- [1] WEISS T A, JONDRAL F K. Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency[J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(3): S8 - 14.
- [2] ZHOU Y, WYGLINSKI A M. On sidelobe suppression for multicarrier-based transmission in dynamic spectrum access networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(4): 1998 - 2006.
- [3] SAHIN A, ARSLAN H. Edge windowing for OFDM based systems[J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(11): 1208 - 1211.
- [4] BEHROUZ F B, KEMPTER R. Multicarrier communication techniques for spectrum sensing and communication in cognitive radios[J]. IEEE Communications Magazine, 2008, 46(4): 80 - 85.
- [5] FLIEQE N J. Multirate digital signal processing[M]. Hoboken: Wiley, 1994.
- [6] ZHANG Z J, YANG Y. Efficient iterative design of modified DFT filter banks[J]. Electronics Letters, 2011, 47(15): 846 - 847.
- [7] KUMAR A, SINGH G K, ANAND R S. An improved closed form design method for the cosine modulated filter banks using windowing technique[J]. Applied Soft Computing, 2011, 11(3): 3209 - 3217.
- [8] WU C Z, TEO K L. Design of discrete Fourier transform modulated filter bank with sharp transition band[J]. IET Signal Processing, 2011, 5(4): 433 - 440.
- [9] JIANG J, ZHOU F, SHUI P. Design of DFT modulated filter banks via linearizing iterative approach[J]. Journal of Circuits and Systems, 2012, 17(1): 71 - 74. (蒋俊正, 周芳, 水鹏朗. 基于线性迭代的 DFT 调制滤波器组的设计算法[J]. 电路与系统学报, 2012, 17(1): 71 - 74.)
- [10] WANG G Y. Time-varying discrete-time signal expansions as time-varying filter bank[J]. IET Signal Processing, 2009, 3(5): 353 - 367.
- [11] SONI R, JAIN A, SAXENA R. A design of IFIR prototype filter for cosine modulated filterbank and transmultiplexer[J]. AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2013, 67(2): 130 - 135.
- [12] FERNANDO C R, PILAR M M, JOSE S L, et al. A fast windowing-based technique exploiting spline functions for designing modulated filter banks[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2009, 56(1): 168 - 178.
- [13] VAIDYANATHAN P P. Multirate systems and filter banks[M]. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1993.
- [14] MEHRNIA A, WILLSON A N. On optimal IFIR filter design[C]// Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems III. Piscataway: IEEE, 2003, 4: 133 - 136.
- [15] MITRA S K. Digital signal processing: a computer-based approach[M]. New York: McGraw-Hill, 2011.
- [10] SUN K, ZHOU W, WU Q. FPGA - based detection platform for optical fiber image transmission[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2012, 33(2): 283 - 287. (孙科林, 周维超, 吴钦章. 基于 FPGA 的高速串行光纤图像传输检测平台[J]. 半导体光电, 2012, 33(2): 283 - 287.)
- [11] ZENG H, ZHOU G. Design and implementation of high speed multi-channel optical fiber image transmission system[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2013, 34(2): 326 - 329, 333. (曾瀚, 周国忠. 多路高速光纤图像传输系统设计及实现[J]. 半导体光电, 2013, 34(2): 326 - 329, 333.)
- [12] YANG J, ZHANG G, HAO M. Implement of SATA physical layer on RocketIO[J]. Video Engineering, 2013, 37(3): 70 - 72, 77. (杨佳朋, 张刚, 郝敏. 基于 RocketIO 的 SATA 物理层实现[J]. 电视技术, 2013, 37(3): 70 - 72, 77.)
- [13] WU W, SU H. RocketIO channel design and validation for high-speed serial transmission[J]. Microcontrollers & Embedded Systems, 2008(2): 9 - 11. (吴威, 苏海冰. RocketIO 的高速串行通道设计与验证[J]. 单片机与嵌入式系统应用, 2008(2): 9 - 11.)

(上接第 328 页)