

星载柔性转发器中一种近似精确重构原型滤波器的设计

张 飞* 边东明 张更新

(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘 要: 宽带柔性转发器作为下一代卫星通信有效载荷,采用星上数字信道化处理,可以很好地解决传统有效载荷存在的问题,实现卫星信号任意频段、任意带宽之间的灵活交换。该文分析了柔性转发器中调制滤波器组的性能特性,将滤波器组的设计转换为原型滤波器的设计,提出了一种近似精确重构的原型滤波器设计方法。该方法通过间接设计的思想,首先采用 Parks-McClellan 算法设计得到低阶的双通道滤波器 $h^{(2)}(n)$ 和实对称 FIR 滤波器 $g(n)$,然后利用 $g(n)$ 实现对 $h^{(2)}(n)$ 的非零值 M 倍内插与 2 倍抽取,得到近似精确重构的原型滤波器 $h^{(M)}(n)$,从而避免了 IFIR 法设计过程中镜像分量产生的性能损失。仿真结果表明,采用该文方法设计得到的调制滤波器组较传统设计方法表现出良好的性能。

关键词: 近似精确重构滤波器组; 原型滤波器; 柔性转发器; 凸优化

中图分类号: TN927; TN713

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)03-0671-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00995

Design of a Near Perfect Reconstruction Prototype Filter on Flexible Transponder for Broadband Satellite Communications

Zhang Fei Bian Dong-ming Zhang Geng-xin

(College of Communication Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: The digital channelizer processing on-board is adopted by the broadband flexible transponder, which is the next generation communication satellite payload. This payload can flexibly transpond signals within any frequency band and any bandwidth, which can not be well solving by the traditional payloads. Based on analyzing performance of the modulated filter banks in flexible transponder, an algorithm for designing prototype filter with Near Perfect Reconstruction (NPR) is proposed through converting the filter banks to the design of prototype filter. This method include two step: Firstly, the low order two-subchannel filter $h^{(2)}(n)$ and the real symmetric FIR filter $g(n)$ are designed using the Parks-McClellan algorithm. Then the desired NPR prototype filter $h^{(M)}(n)$ is calculated through upsampling non-zero values to the coefficients of $h^{(2)}(n)$ with a factor of M and factor-2 downsampling according filter $g(n)$. So the proposed algorithm can efficiently avoid the performance loss caused by image components with Interpolated Finite Impulse Response (IFIR) approach. The simulation results prove that the modulated filter banks designed by the proposed algorithm present better performance than conventional methods.

Key words: Near Perfect Reconstruction Filter Banks (NPR-FB); Prototype filter; Flexible transponder; Convex optimization

1 引言

新一代卫星通信系统的不断发展,多任务、多波束、多频段和多信道逐渐成为趋势^[1],这就要求卫星有效载荷具有更高的灵活性,实现信号在轨重构、柔性转发,从而尽量减少卫星系统的限制,充分利用卫星资源。然而传统的透明转发和再生转发载荷

因其各自特点不能充分发挥作用,人们提出了一种具有星上处理能力的透明转发卫星有效载荷,即柔性转发器^[2]。采用柔性转发载荷,借助均匀滤波器组实现星上信号的综合和分析,支持星上任意频段、任意带宽之间信息交互及灵活的跨波束交互,可以很好地解决弯管式和再生式有效载荷存在的问题,规避了卫星通信体制的约束,系统具有灵活选择合适的通信体制、划分最佳信道、临时组网的能力,提高了通信的灵活性与可靠性,实现卫星信号和资源的灵活交换^[2]。

在星载柔性转发有效载荷中,信道化调制滤波器组是卫星系统设计的关键。对于滤波器组的设计

2012-08-06 收到, 2012-11-28 改回

国家自然科学基金(60972061, 60972062, 61032004), 国家 863 计划项目(2012AA01A503, 2012AA121605, 2012AA01A510)和国家十二·五预研项目资助课题

*通信作者: 张飞 zhangfei8512@163.com

可以简化为原型滤波器的设计,各个子带滤波器通过对一个原型低通滤波器调制得到,调制的函数可以是指数函数也可以是正余弦函数,分别称为复指数调制滤波器组(CEMFB)和余弦调制滤波器组(CMFB)。文献[3]提出了余弦调制滤波器组的精确重构充要条件,并给出了一种格型实现结构。但其目标函数是优化参数的高度非线性函数,优化时需要选择一个好的初始值,并且目标函数对格型系数非常敏感,很难获得高阻带衰减(一般只有-40 dB)的滤波器^[4],而且滤波器阶数越高,越难找到一个好的初始值,同时一定程度上增大了待优化的参数个数,加大了非线性优化难度。设计高阻带衰减的精确重构原型滤波器目前是一个难点,即使能够设计得到满足要求的原型滤波器,设计过程也相对复杂。放松精确重构条件,使用近似精确重构(NPR)滤波器组,则可用较少的阶数实现很高的阻带衰减,在重构误差接受的前提下,使用NPR滤波器组的系统运算量和时延也会明显降低。在NPR滤波器组的设计上,许多文献采用单参数优化的方法设计高阻带衰减的线性相位原型滤波器。文献[5]采用Parks-McClellan算法直接设计具有等波纹特性的原型滤波器;文献[6]中提出了一种采用Kaiser窗的方法设计原型滤波器,文献[7]给出了一种改进的窗函数算法,但是这些方法都是通过采用优化的方法直接设计得到高阶的原型滤波器,当通道数增加,过渡带变窄的情况时,设计复杂度随之增加。文献[8]提出了一种内插的有限长脉冲响应(Interpolated Finite Impulse Response, IFIR)滤波器优化算法,通过设计低阶FIR滤波器间接设计高阻带衰减的原型滤波器,但是此方法在设计过程中采用简单的内插零值引入了频谱镜像分量,在一定程度上影响了滤波器组性能。本文提出一种改进的IFIR原型滤波器设计,通过对设计的低阶FIR滤波器内插非零值的方法得到近似精确完全重构的原型滤波器,在设计过程中避免了镜像分量的产生。通过仿真,其性能明显优于IFIR方法设计的滤波器组。

2 调制滤波器组

星载柔性转发技术主要完成了星上多路信号的群交换,适用于多路信号星上可变带宽群交换,采用均匀滤波器组实现信号的非均匀滤波,其核心思想是使用一组分析滤波器组和一组合成滤波器组完成信号的分析、交换与合成,图1显示了柔性转发有效载荷的基本结构框图。

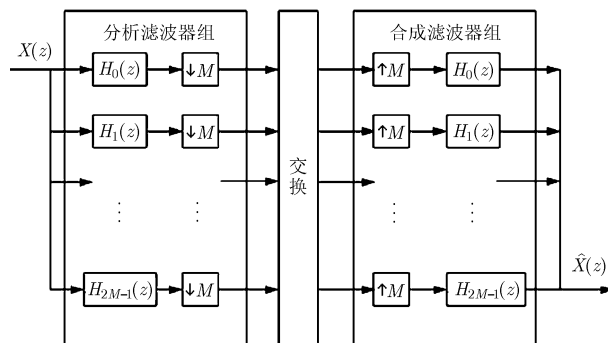


图1 柔性转发有效载荷分析合成结构

分析、合成滤波器组是指各子带滤波器通过对某一个或两个原型滤波器调制得到,因此其中心频率和带宽可以动态改变。目前,主要的调制滤波器组有余弦调制滤波器组和复指数调制滤波器组。余弦调制滤波器组是指各子带滤波器通过对一个实的,具有线性相位的原型低通滤波器进行余弦调制而得,原型滤波器 $H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n}$,阻带截止频率为 π/M 。该方法下其分析和综合滤波器^[9]可表示为

$$\begin{aligned} h_k(n) &= 2h(n) \cos\left\{\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{2mM-1}{2}\right) + \theta_k\right\}, \\ f_k(n) &= 2h(n) \cos\left\{\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{2mM-1}{2}\right) - \theta_k\right\} \end{aligned} \quad (1)$$

其中 m 为任意正整数, M 为余弦调制滤波器组通道数, $h(n)$ 是实的、且具有线性相位原型滤波器,长度为 $2mM$ 。 $n=0,1,\dots,2mM$, $k=0,1,\dots,M-1$, $\theta_k=(-1)^k \cdot \pi/4$ 。

不考虑柔性转发器中的交换处理及量化噪声,整个滤波器的输出信号 $\hat{X}(z)$ 与输入信号 $X(z)$ 的关系为

$$\hat{X}(z) = X(z)T_0(z) + \sum_{l=1}^{M-1} X(z e^{-j2\pi l/M})T_l(z) \quad (2)$$

其中 $T_l(z) = (1/M) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z e^{-j2\pi l/M})F_k(z)$, $T_0(z) = (1/M) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z)$ 。

复指数调制滤波器组其各子带滤波器是通过对原型滤波器进行复指数调制得到,它的分析滤波器 $h_k(n)$ 和合成滤波器 $f_k(n)$ 是完全相同的,具体表示如式(3):

$$h_k(n) = f_k(n) = h(n) e^{j \frac{k\pi}{M} \left(n - \frac{2mM-1}{2}\right)} = h(n) W_{2M}^{-k \left(n - \frac{2mM-1}{2}\right)} \quad (3)$$

在复指数调制滤波器组中其通道数为 $2M$,而在余弦调制滤波器组中其通道数则为 M 。文献[9]给出了余弦调制滤波器组是复指数调制滤波器组的一种

等效形式的证明过程。对于复指数调制滤波器组结构, 可以采用多相DFT的结构代替^[9], 当信道数为2的整数次幂时, 利用FFT算法更能简化计算, 提高运算效率。柔性转发有效载荷即采用复指数调制滤波器组的结构, 如图1所示, 最大抽取数为 M 。输入信号 $X(z)$ 经过 $2M$ 通道的分析滤波和综合滤波后得到输出信号 $\hat{X}(z)$, 其关系如式(4)所示:

$$\begin{aligned}\hat{X}(z) &= \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} X(zW_M^p) \sum_{k=0}^{2M-1} H_k(zW_M^p) H_k(z) \\ &= \frac{1}{M} X(z) \sum_{k=0}^{2M-1} H_k^2(z) + \frac{1}{M} \sum_{p=1}^{M-1} X(zW_M^p) \\ &\quad \cdot \sum_{k=0}^{2M-1} H_k(zW_M^p) H_k(z)\end{aligned}\quad (4)$$

在式(2)和式(4)中, 第1项均为预期输出信号, 第2项为混叠失真信号。文献[3]已经证明, 当上述两类调制滤波器组具有精确重构特性时, 输出信号中的混叠失真分量几乎被消除, 残留下的混叠信号功率谱密度远远低于期望输出信号的功率谱密度。 $|T_0(z)|$ 表示整个调制滤波器组的幅度失真, $T_l(z)$ 表示混叠输入项的传递函数, 定义最大混叠误差为

$$E_a = \max_{\omega} \left\{ \left[\sum_{l=1}^{M-1} |T_l(e^{j\omega})|^2 \right]^{1/2} \right\} \quad (5)$$

最大幅度误差为

$$E_m = \max_{\omega} \left\{ |T_0(e^{j\omega}) - 1| \right\} \quad (6)$$

因为设计原型滤波器具有线性相位, 虽然分析和合成滤波器组不具有线性相位, 但是整个滤波器组具有线性相位^[3], 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。

3 一种原型滤波器的设计方法

精确重构滤波器组的分析和综合滤波器都是通过一个低通原型滤波器进行余弦调制或复指数调制得到的。因此不论对于余弦调制滤波器组还是复指数调制滤波器组, 调制方法是完全确定的, 不确定因素在于低通原型滤波器的设计过程。因此, 精确重构或者近似精确重构调制滤波器组的设计实质上都可以简化为一个精确重构或近似精确重构原型低通滤波器的设计。

为了设计得到高质量的信号重构, 原型滤波器应尽可能满足以下条件:

$$|H(\omega)| = 0, \quad |\omega| > \pi/M \quad (7a)$$

$$|H(\omega)|^2 + |H(\omega - \pi/M)|^2 = 1, \quad 0 \leq \omega \leq \pi/M \quad (7b)$$

其中满足式(7a), 则非相邻子带间没有混叠, 满足式(7b), 则滤波器组没有幅度失真。同时在调制过程中通过选择合适的相位因子, 相邻子带间的混叠

也可以消除。

文献[8,10,11]给出了一种IFIR原型滤波器的设计方法, 通过对设计的一个低阶FIR滤波器内插零值来间接设计高阻带衰减的原型滤波器。本文提出一种改进的原型滤波器设计方法, 通过对设计的长度为 $4m$ 的低阶双通道FIR滤波器 $h^{(2)}(n)$ 内插非零值来获得高阻带衰减的原型滤波器。由于引入非零值内插的方法, 本方法在设计过程中不会产生频谱镜像分量, 从而避免了传统IFIR方法设计过程中产生的镜像分量带来的性能损失。非零值内插抽取后的滤波器系数可以通过表达式(8)获得^[9], 因此原型滤波器 $h^{(M)}(n)$ 系数为

$$h^{(M)}(n) = \sum_{i=0}^{4m-1} h^{(2)}(i) g \left(n - \frac{M(2i - 4m + 1)}{4} \right) \quad (8)$$

其中原型滤波器长度为 $2mM, n=0, 1, \dots, 2mM-1$ 。 $g(n)$ 是一个长度为 $2mM$ 的实对称第2类FIR滤波器脉冲响应, 其频谱响应 $G(e^{j\omega})$ 满足

$$\left. \begin{aligned} |G(e^{j\omega} - 1)| &\leq \delta, & 0 < \omega \leq \pi/M \\ 0 \leq |G(e^{j\omega})| &\leq 1 + \delta, & \pi/M < \omega \leq 3\pi/M \\ |G(e^{j\omega})| &\leq \delta, & 3\pi/M < \omega \leq \pi \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

假定 $H^{(M)}(z)$ 的通带和阻带边缘频率分别为 ω_p^H, ω_s^H , 通常取 $\omega_s^H = \pi/M$, 双通道FIR滤波器 $h^{(2)}(n)$ 频谱响应的阻带截止频率为 $\pi/2$, 通过优化其通带截止频率获得满足要求的原型滤波器。

滤波器 $h^{(M)}(n)$ 的脉冲响应是对 $h^{(2)}(n)$ 脉冲响应的 $M/2$ 倍插值, 通过 $g(n)$ 实现对 $h^{(2)}(n)$ 的 M 倍内插, 然后再进行2倍的抽取, 得到一个近似精确滤波器 $h^{(M)}(n)$, 长度为 $2mM$ 。与传统IFIR设计滤波器简单的内插零值相比, 本文所提出的方法通过内插非零值设计来实现, 设计过程中不会产生由于内插零值引出的镜像分量, 且经过内插后的滤波器系数已经不再是原来的滤波器系数简单加零。通过实例仿真图2可以发现, 滤波器 $h^{(M)}(n)$ 的系数相当于对 $h^{(2)}(n)$ 系数加值后的平滑处理, 并且不含有 $h^{(2)}(n)$ 的系数。由于 $H^{(M)}(z)$ 的频谱是 $H^{(2)}(z)$ 频谱的 $M/2$ 倍压缩, $H^{(2)}(z)$ 的过渡带宽约是 $H^{(M)}(z)$ 的 $M/2$ 倍, 因此可以通过许多算法设计得到一个满足性能要求的低阶FIR滤波器。同时, 满足条件式(9)的任何滤波器 $g(n)$ 都可以用来进行对滤波器 $h^{(2)}(n)$ 系数的内插, 但是, 通过研究发现, 采用Parks-McClellan算法设计的等波纹FIR滤波器在设计滤波器 $h^{(M)}(n)$ 时可以获得高阻带衰减以及良好的性能参数^[9]。

为了设计得到精确重构的原型滤波器, 滤波器组的幅度应该在 ω 范围内是接近平坦的, 为了达到这个目的, 优化的目标函数选为^[12]

$$\phi = \max_{\omega} \left\{ \left| H(e^{j\omega}) \right|^2 + \left| H(e^{j(\omega-\pi/M)}) \right|^2 - 1 \right\}, \quad 0 \leq \omega \leq \pi/M \quad (10)$$

根据研究,待优化的目标函数是关于参数 ω_p 的凸函数,通过设定滤波器其它参数来优化 ω_p 可以获得较好的重构特性。

条件式(7a)使原型滤波器的高阻带衰减近似满足。对双通道滤波器设计目前有多种方法实现^[13],本文采用Parks-McClellan算法设计 $H^{(2)}(z)$,先令 $H^{(2)}(z)$ 的通带和阻带截止频率为 $\pi/4$ 和 $\pi/2$,选择合适的滤波器阶数,使 $H^{(2)}(z)$ 有期望的低旁瓣。在Parks-McClellan算法中,滤波器的阶数 N 可由式(11)给出^[5]:

$$N = \frac{-20 \lg \sqrt{\delta_p \delta_s} - 13}{14.36 \Delta f} + 1, \quad \Delta f = (\omega_s - \omega_p) / 2\pi \quad (11)$$

其中 δ_p, δ_s 分别表示滤波器通带波纹和阻带波纹最大误差, Δf 表示滤波器过渡带宽。

整个滤波器的设计优化过程如图2所示。

当通道数 M 增加时,原型滤波器带宽变窄,阶数升高。过高的阶数采用Parks-McClellan算法可能

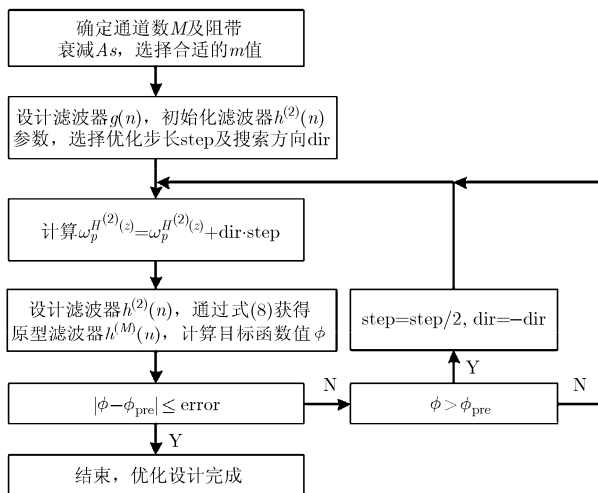


图2 原型滤波器设计优化算法流程

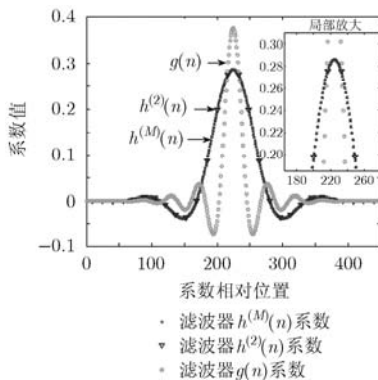


图3 滤波器系数相对位置

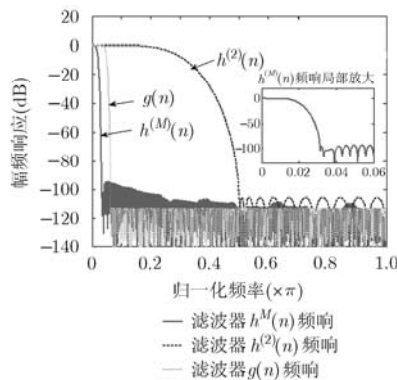


图4 滤波器幅频响应

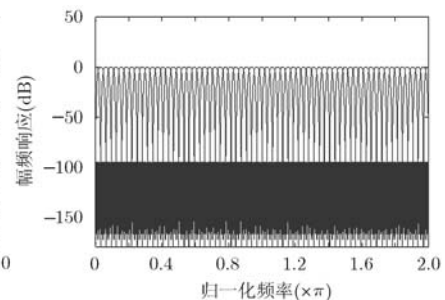


图5 分析滤波器组幅频响应

会出现数值问题。在本文设计的方法中,高阶原型滤波器的设计被转化为低阶滤波器的优化设计,通过对双通道滤波器进行非零值内插,优化设计满足系统需求的原型滤波器,采用这种间接设计的方法很大程度上降低了系统复杂度。

4 设计实例

使用本文提出的方法设计得到一个32通道的余弦调制滤波器组,阻带衰减大于100 dB,选定 $m=7$,则 $h^{(2)}(n)$, $g(n)$, 和 $h^{(M)}(n)$ 的脉冲响应和频率响应如图3,图4所示,通过使用长度为 $2mM=448$ 的滤波器 $g(n)$ 对双通道精确重构滤波器 $h^{(2)}(n)$ (长度为 $4m=28$)进行内插获得长度为448的近似精确重构原型滤波器 $h^{(M)}(n)$ 。图4为原型滤波器 $H^{(M)}(z)$ 的幅频响应,图5为分析滤波器组幅频响应,可见阻带衰减约为96 dB,相邻子带之间存在重叠,而非相邻子带间不存在混叠。

图6是整个调制滤波器组的幅度响应(仅画出一个周期 π/M 内响应),可见其幅度响应非常平坦,且具有等波纹特性,最大幅度误差约为 1.064×10^{-3} 。由于分析、综合滤波器组的阻带衰减很低,所以混叠失真非常小,如图7所示,混叠误差 $E(\omega)$ 小于 1.704×10^{-7} 。表1列出了本文方法和传统方法设计原型滤波器的性能比较,可见其性能方面明显优于IFIR方法。

所有的仿真计算采用主频3 GHz,内存为2 GHz的奔腾4处理器进行仿真,通过计算机仿真时间描述算法计算的复杂度。文献[5]采用Parks-McClellan算法直接设计具有等波纹特性的原型滤波器;文献[6]中提出了一种采用Kaiser窗的方法设计原型滤波器;文献[8]提出了一种IFIR优化算法,通过对设计的低阶FIR滤波器内插零值间接设计高阻带衰减的原型滤波器,两级滤波器设计都采用Parks-McClellan算法实现;文献[11]采用IFIR方法设计时

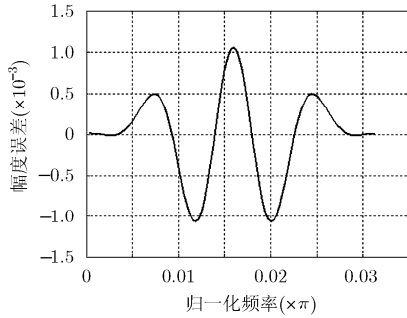


图6 调制滤波器组幅度误差

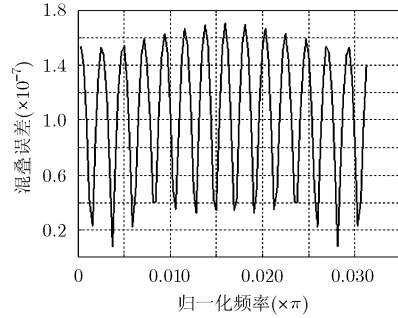


图7 调制滤波器组混叠误差

表1 性能参数比较

方法	最大幅度误差 (E_m)	最大混叠误差 (E_a)	滤波器阶数 N	CPU 时间(s)
文献[5]	5.299×10^{-3}	2.586×10^{-7}	439	7.329
文献[7]	2.423×10^{-3}	2.676×10^{-7}	467	0.344
文献[8]	4.352×10^{-3}	1.001×10^{-6}	448	1.609
文献[10]	3.30×10^{-3}	1.80×10^{-7}	466	0.267
本文方法	1.064×10^{-3}	1.704×10^{-7}	448	2.576

两级滤波器均采用Kaiser窗函数的方法实现。本文提出一种改进的IFIR方法，通过对设计的低阶FIR滤波器内插非零值间接实现高阻带衰减的原型滤波器，两级滤波器同时采用Parks-McClellan算法设计实现。根据表1仿真结果可知，本文提出的方法所设计的滤波器组幅度误差与混叠误差均有所降低，调制滤波器组性能明显提高。但是通过与采用Parks-McClellan算法设计实现原型滤波器方法的仿真时间进行比较，本算法在避免文献[5]直接优化设计过程中滤波器阶数过高采用Parks-McClellan算法可能会出现数值问题的同时，大大降低了计算机仿真时间。但是相对于文献[11]内插零值的IFIR方法进行比较，由于设计过程中需要对低阶滤波器进行非零值的内插与抽取计算，仿真时间明显有所增加。这是因为本文算法在计算过程中涉及到非零值的数值计算，增加了时间开销。同时与Kaiser窗函数方法进行比较，由于Kaiser窗函数在设计过程中不需要采用Parks-McClellan这类优化算法，因此较Parks-McClellan算法而言窗函数法设计仿真时间大大降低，但是窗函数方法设计的FIR滤波器不具有等波纹特性^[12]。

5 结论

本文分析了星载柔性转发器中调制滤波器组的性能特性，提出了一种近似精确重构原型滤波器的设计方法，通过放松精确重构特性，使分析和综合

滤波器组具有很高的阻带衰减。该方法采用传统单参数优化的方法通过调节通带截止频率获得目标函数的最小值，从而优化设计得到近似精确重构的低阶双通道滤波器，通过对低阶滤波器进行非零值的内插、抽取间接实现高阶近似精确重构原型滤波器的设计。在优化设计过程中，采用 Parks-McClellan 算法设计具有等波纹特性、线性相位的 FIR 滤波器，通过仿真结果分析，虽然在原型滤波器设计过程中复杂度有所增加，但得到的调制滤波器组性能明显优于简单插零 IFIR 方法设计的滤波器组。同时在柔性转发有效载荷中采用复指数调制滤波器组与多相分解的结构更能简化工程实现中的复杂度与计算量。

参考文献

- [1] Angelettil P and Gaudenzi R D. From “bent pipe” to “software defined payloads”: evolution and trends of satellite communications systems[C]. Proceedings of the 26th AIAA International Communications Satellite Systems Conference, San Diego, CA, 2008: 292-301.
- [2] Zhang Fei, Zhang Geng-xin, Wang Ke-qing, et al. Technique of flexible transponder in satellite communications[J]. *Space Electronic Technology*, 2012, 3(9): 9-13.
- [3] Koilpillai R D and Vaidyanathan P P. Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1992, 40(4): 770-783.
- [4] 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 Zi-jing and Jiao Li-cheng. Design of prototype filter for cosine-modulated filterbanks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2002, 24(3): 308-313.
- [5] Creusere C D and Mitra S K. A simple method for designing high quality prototype filters for M-band pseudo-QMF banks [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 43(4): 1005-1007.
- [6] Lin Y P and Vaidyanathan P P. A Kaiser window approach

- for the design of prototype filters of cosine modulated filterbanks[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 1998, 5(6): 132-134.
- [7] Kumar A, Singh G K, and 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] Neela Rayavarapu and Neelam Rup Prakash. An efficient IFIR filter based prototype filter design for cosine modulated transmultiplexers[C]. International Conference on Signal Acquisition and Processing, Washington, DC, USA, 2010: 315-318.
- [9] Abu-Al-Saud W A and Stuber G L. Efficient wideband channelizer for software radio systems using modulated PR filterbanks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(10): 2807-2820.
- [10] Dhabal Su, Lalan S M, and Venkateswaran P. A novel low complexity multichannel cosine modulated filter banks using IFIR technique for nearly perfect reconstruction[C]. 1st International Conference on Recent Advances in Information Technology, Dhanbad, India, 2012: 978-984.
- [11] Ram Kumar Soni, Alok Jain, and Rajiv Saxena. Design of M-Band NPR cosine-modulated filterbank using IFIR technique[J]. *Journal of Signal and Information Processing*, 2010, 1(1): 35-43.
- [12] Kumar A, Singh G K, and Anand R S. A simple design method for the cosine-modulated filter banks using weighted constrained least square technique [J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2011, 348(4): 606-621.
- [13] Kumar A, Singh G K, and Anand R S. A closed form design method for the two-channel quadrature mirror filter banks[J]. *Signal Image and Video Processing*, 2011, 5(1): 121-131.
- 张 飞: 男, 1985年生, 硕士, 研究方向为卫星通信.
- 边东明: 男, 1975年生, 副教授, 主要研究方向为卫星通信.
- 张更新: 男, 1967年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为深空通信.