

线性相位 NPR DFT 滤波器组设计

林 英

LIN Ying

山东财政学院 统计与数理学院, 济南 250014

School of Statistics & Mathematics Science, Shandong University of Finance, Jinan 250014, China

E-mail: linying8248@163.com

LIN Ying. Design of NPR DFT filter banks with linear phase. Computer Engineering and Applications, 2009, 45(18): 66-69.

Abstract: This paper presents a new method to design oversampled linear phase Nearly Perfect Reconstruction (NPR) DFT modulated filter banks with different analysis and synthesis prototype filters. In terms of the requirements on the aliasing in the sub-band, aliasing in the output, and system distortion of the filter bank, the corresponding design algorithm is derived and given. Usage of the two prototype filters increases the degrees of freedom available for design and thus the proposed method can achieve better performance. Additionally, due to the linear phase constraint, the constraint on the passband flatness becomes simpler and the design algorithm is significantly simplified.

Key words: prototype filters; oversampled DFT modulated filter bank; linear phase; passband flatness

摘 要: 提出了一种具有不同分析和综合原型滤波器的线性相位过采样 NPR DFT 调制滤波器组的设计方法。根据滤波器组在子带混叠、系统输出混叠、系统失真三方面的要求, 推导并给出了相应的设计算法。不同的分析、综合原型滤波器的使用增加了设计自由度, 可以有效改善滤波器组的整体性能。另外, 由于考虑了线性相位约束, 滤波器组的通带平坦性约束变得更为简单, 简化了设计算法。

关键词: 原形滤波器; 过采样 DFT 调制滤波器组; 线性相位; 通带平坦性

DOI: 10.3778/j.issn.1002-8331.2009.18.021 **文章编号:** 1002-8331(2009)18-0066-04 **文献标识码:** A **中图分类号:** TN911

1 引言

多速率信号处理系统在语音和图像的压缩、去噪、尺寸转换和自适应滤波等很多领域都有着重要的应用^[1-3]。近年来, 过采样滤波器组因其在设计上的灵活性, 及其更好的噪声抑制特性, 受到了广泛的关注。而线性相位特性在图像处理、语音处理等领域的研究中是一种非常重要的性质。已有的线性相位的过采样 DFT 滤波器组的研究中, 讨论较多的是完全重构系统的设计。Labeau 等人提出了完全重构的过采样线性相位正交滤波器组的结构^[4-6], 他们应用格型分解方法来确保系统的线性相位和完全重构性质。完全重构是一个很强的设计约束, 往往会以滤波器组整体性能的损失为代价。事实上在许多实际应用中, 几乎完全重构滤波器组往往能够达到更好的应用效果^[7-9], 同时设计问题也较为简单。本文研究几乎完全重构的线性相位的过采样 DFT 调制滤波器组的设计问题。

在原有的过采样 DFT 滤波器组的设计中, 分析和综合滤波器往往由同一个原形滤波器的频率调制产生, 制约了滤波器组的性能和灵活性。后来, Haan 等人^[8-9]结合在语音信号处理中的应用, 给出了一种由两个原形滤波器确定的 DFT 调制滤波器组的设计方法, 其中采用了交替迭代算法, 很难保证找到全局最优点, 滤波器组性能受到了一定限制。本文考虑具有更大灵活性的双原形滤波器结构, 分析和综合滤波器组由不同的原

形滤波器组的调制产生。同时, 引入了相对简单的通带平坦性约束, 使得可以灵活调整分析和综合滤波器的通带平坦性要求。另外, 通过目标函数中分析和综合原型滤波器加权参数的调整, 也可以折衷分析和综合原形滤波器的阻带衰减去适应不同的应用问题。

2 线性相位过采样 DFT 调制滤波器组

过采样 DTF 调制滤波器组是一种结构简单, 实现快速的多速率滤波器组^[1], 结构如图 1 所示。考虑双原形滤波器结构, 分析和综合滤波器组由不同的原形滤波器组的频率调制产生。设 $h(n)$, $g(n)$ 分别是长度为 L 的线性相位的低通 FIR 滤波器, 则有:

$$h(n) = h(L-n-1), g(n) = g(L-n-1) \quad (1)$$

由相应的频域表示如下

$$H(e^{j\omega}) = \sum_0^{L-1} h(n) e^{-j\omega n} = e^{-j(L-1)\omega/2} \sum_0^{L-1} h(n) \cos[(n - \frac{L-1}{2})\omega] \quad (2)$$

$$G(e^{j\omega}) = \sum_0^{L-1} g(n) e^{-j\omega n} = e^{-j(L-1)\omega/2} \sum_0^{L-1} g(n) \cos[(n - \frac{L-1}{2})\omega]$$

线性相位的分析和综合滤波器组可以通过对低通原型滤波器的一系列相应的复调制得到^[10], 这是 DFT 滤波器组的一个重要性质。因此分析滤波器组 $h_m(n)$ 和综合滤波器组 $g_m(n)$ 相

作者简介: 林英(1982-), 女, 助教, 主要研究方向: 小波及其在信号处理中的应用。

收稿日期: 2008-05-07 **修回日期:** 2008-08-13

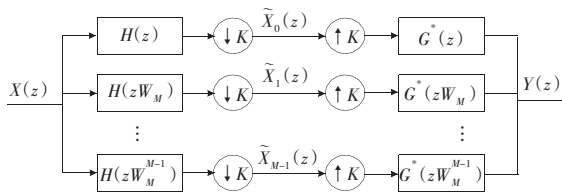


图1 M-带过采样 DFT 调制滤波器组结构

应的 z 变换

$$H_m(\omega) = H(\omega - \omega_m) = e^{-j(L-1)(\omega - \omega_m)/2} \sum_0^{L-1} h(n) \cos[(n - \frac{L-1}{2})(\omega - \omega_m)] \quad (3)$$

$$G_m(\omega) = G(\omega - \omega_m) = e^{-j(L-1)(\omega - \omega_m)/2} \sum_0^{L-1} g(n) \cos[(n - \frac{L-1}{2})(\omega - \omega_m)]$$

其中 $\omega_m = 2\pi m/M, m=0, 1, \dots, M-1$ 。由式(3)可以看到,滤波器 $H_m(\omega)$ 和 $G_m(\omega)$ 分别由线性相位滤波器 $H(\omega)$ 和 $G(\omega)$ 经过频移所得。如果低通原型滤波器 $h(n), g(n)$ 是线性相位的,则经 DFT 调制所得的分析和综合滤波器组也是线性相位的。

过采样 DFT 调制滤波器组中,输入信号 $X(z)$ 通过分析滤波器的滤波及下采样以后,得到 M 带的子带信号如下所示:

$$\tilde{X}_m(z) = \frac{1}{K} H(z^{1/K} W_M^m) X(z^{1/K}) + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K-1} H(z^{1/K} W_M^m W_K^k) X(z^{1/K} W_K^k) \quad (4)$$

这里的 $W_K = e^{-j2\pi/K}$ 。式(4)中的第一部分表示希望得到的子带信号,第二部分表示子带中的混叠项。

对于这样的多速率滤波器组,系统的输入-输出关系如下:

$$Y(z) = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} H(zW_M^m) G^*(zW_M^m) X(z) + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} H(zW_M^m W_K^k) G^*(zW_M^m) X(zW_K^k) \quad (5)$$

式(5)的第一项描述了滤波器组的相位和幅度失真,第二项描述了混叠失真,其中

$$T(z) = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} H(zW_M^m) G^*(zW_M^m) \quad (6)$$

称作系统传递函数。滤波器组设计中,期望系统没有混叠或混叠尽可能小,而传递函数尽可能接近于全通滤波器。特别是,系统没有混叠失真并且 $T(e^{j\omega}) = e^{-j\omega}$ 时,输出是输入的延迟,滤波器组称作完全重构的。

3 线性相位过采样 DFT 滤波器组的设计

过采样 DFT 滤波器组的设计中,经常考虑的性能指标是:子带混叠、输出混叠和系统失真^[9]。由于设计问题是带有非线性约束的,规模较大的优化问题^[9-10],设计条件的合理简化是改进滤波器组性能的重要因素。本文中引入 M -带小波的设计对通带平坦性的约束方法^[11],代替了较为复杂的约束条件,对传递函数的通带特性进行约束,简化设计算法。设计问题被转化成仅有有限个约束条件的优化问题,而且约束条件较为简单,从而可以有效地设计滤波器组。

3.1 子带混叠和系统混叠的简化描述

分别讨论滤波器组的子带混叠项和系统混叠项的抑制。在一些分别定义阻带和通带特性的滤波器设计方法里,子带中的混叠项的抑制可以归结为对分析原型滤波器阻带能量的限制^[9]。

相对而言,输出信号中的混叠项要复杂得多,可以由下式表示:

$$A(\omega) = \frac{1}{K^2} \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left| H(e^{j\omega} W_M^m W_K^k) G^*(e^{j\omega} W_M^m) \right|^2, \omega \in [-\pi, \pi] \quad (7)$$

用对 $A(\omega)$ 的积分来衡量输出混叠的大小^[9],推导过程类似文献[7],积分化简为

$$\gamma(h, g) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} A(\omega) d\omega \leq MU_C^2 E_{H, sb} / K \quad (8)$$

其中 $U_C, E_{H, sb}$ 分别是分析原型滤波器幅频响应的最大值和分析原型滤波器的阻带能量,定义:

$$E_{H, sb} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/K}^{\pi} |G(e^{j\omega})|^2 d\omega, U_C \leq \max_{\omega} |G(e^{j\omega})| \quad (9)$$

因此,系统混叠最小化的问题转化成了要求分析综合原型滤波器阻带能量的最小化(在 U_C 不超过某个给定正数的条件下)。

同时考虑综合原型滤波器的阻带衰减,在这里用分析、综合原型滤波器阻带能量的加权和作为目标函数。优化的目标函数为

$$\Theta_{\alpha}(h, g) \equiv \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/K}^{\pi} [\alpha |H(\omega)|^2 + (1-\alpha) |G(\omega)|^2] d\omega \quad (10)$$

其中设计参数 $\alpha \in (0, 1)$ 用来调节对分析和综合滤波器的阻带衰减要求。进一步,目标函数可简化为滤波器系数的二次函数,表示为

$$\Theta_{\alpha}(h, g) = \sum_{n \geq 0} b[n] (\alpha \sum_l h[l] h[l-n] + (1-\alpha) \sum_l g[l] g[l-n]) \quad (11)$$

其中 $b[n] = \begin{cases} (K-1)/(2K), n=0 \\ -\sin(\pi n/K)/(\pi n), n>0 \end{cases}$

一般认为,理想的分析和综合原型滤波器有:

$$|H(\omega)| = |G(\omega)| = \sqrt{K}, \forall \omega \in [-\pi/M, \pi/M] \quad (12)$$

由式(3),幅度函数

$$H_g(\omega) = \sum_0^{L-1} h(n) \cos[(n - \frac{L-1}{2})\omega] \quad (13)$$

$$G_g(\omega) = \sum_0^{L-1} g(n) \cos[(n - \frac{L-1}{2})\omega]$$

考虑对 U_H, U_C 的约束,即对通带平坦性的约束,显然这是一个比较复杂的约束问题。 M -带小波的设计中,尺度滤波器的通带平坦性常常通过在零频率点导数和高阶导数等于零来保证^[11],引入类似的约束代替式(13)的复杂约束条件,简化设计算法。要求在原型滤波器的幅频响应 $|H(\omega)|$ 和 $|G(\omega)|$ 满足条件

$$|H(0)| = \sqrt{K}, \frac{d^{2p_1} |H(\omega)|}{d\omega^{2p_1}} \Big|_{\omega=0} = 0, p_1 = 1, 2, \dots, P_1 \quad (14a)$$

$$|G(0)| = \sqrt{K}, \frac{d^{2p_2} |G(\omega)|}{d\omega^{2p_2}} \Big|_{\omega=0} = 0, p_2 = 1, 2, \dots, P_2 \quad (14b)$$

只需考虑幅度函数 $H_g(\omega)$ 和 $G_g(\omega)$ 。显然 $H_g(\omega)$ 和 $G_g(\omega)$ 满足零相位特性,该点的奇数阶导数为 0,只需约束偶数阶导数即可。约束(14)的意义显而易见,即: $H(\omega) = \sqrt{K} + O(|\omega|^{2p_1+1})$, $G(\omega) = \sqrt{K} + O(|\omega|^{2p_2+1})$ 在零频率邻近成立,从而保证了通带平坦。 P_1 和 P_2 越大,通带越平坦。条件式(14)化简如下:

$$\frac{d^{2p_1} |H(\omega)|}{d\omega^{2p_1}} \Big|_{\omega=0} = \frac{d^{2p_1} \left| \sum_0^{L-1} h(n) (e^{-j\omega(n-(L-1)/2}) + e^{j\omega(n-(L-1)/2}) \right|}{2d\omega^{2p_1}} \Big|_{\omega=0} =$$

$$\sum_n (n - \frac{L-1}{2})^{2p_1} h(n) = 0$$

$$\frac{d^{2p_2} |G(\omega)|}{d\omega^{2p_2}} \Big|_{\omega=0} = \frac{d^{2p_2} \left| \sum_0^{L-1} g(n) (e^{-j\omega(n-(L-1)/2}) + e^{j\omega(n-(L-1)/2}) \right|}{2d\omega^{2p_2}} \Big|_{\omega=0} = \sum_n \left(n - \frac{L-1}{2}\right)^{2p_2} g(n) = 0$$

考虑到 h, g 的线性相位特性, n 取值: L 为奇数时, $n=(L+1)/2, (L+3)/2, \dots, L-1$; L 为偶数时, $n=L/2, L/2+1, \dots, L-1$ 。因此, 式(14)用滤波器系数表示有:

$$\sum_l h(l) = \sqrt{K}, \sum_l g(l) = \sqrt{K} \tag{15}$$

$$\sum_n \left(n - \frac{L-1}{2}\right)^{2p_1} h(n) = 0, \sum_n \left(n - \frac{L-1}{2}\right)^{2p_2} g(n) = 0$$

其中 $p_1=1, 2, \dots, P_1, p_2=1, 2, \dots, P_2$ 且有 $n=0, 1, \dots, L-1$ 。式(15)由二次等式约束构成并且可以通过调节 P_1 和 P_2 的大小灵活选择分析、综合滤波器组的通带平坦要求。

3.2 系统失真的设计约束

分析综合系统重构信号的效果由系统失真的程度决定, 重构效果是衡量滤波器组优劣的重要性能指标^[7,9], 以下讨论系统失真的设计约束。如果滤波器是无失真的, 那么理想情况下, 传递函数应该满足

$$T(z) = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} H_m(z) G_m^*(z) = Cz^{-n_0} \tag{16}$$

不失一般性, 取 $C=1, n_0=0$, 则系统失真反映在能量变化上为:

$$E_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |T(e^{j\omega})X(e^{j\omega}) - X(e^{j\omega})|^2 d\omega \tag{17}$$

推导过程类似于文献[7], 传递函数可以写作

$$T(\omega) = \frac{M}{K} \sum_n \left(\sum_l h(l)g(l-Mn) \right) e^{-j\omega Mn} \tag{18}$$

因此有

$$\max_{-\pi \leq \omega \leq \pi} |T(\omega) - 1| \leq \left| \frac{M}{K} \sum_n \sum_l h(l)g(l-Mn) - \delta(n) \right| \tag{19}$$

于是, 当 $\sum_l h[l]g[l] = K/M$ 和 $\gamma = \sum_{n \neq 0} \sum_l h(l)g(l-Mn)$ 时

$$E_d \leq (M\gamma/K)^2 (2\pi)^{-1} \int_{-\pi}^{\pi} |X(\omega)|^2 d\omega = (M\gamma/K)^2 \|x(n)\|_2^2 \tag{20}$$

关于失真 E_d 的设计约束写成

$$\sum_l h[l]g[l] = K/M, \left(\sum_{n, n \neq 0} \sum_l h[l]g[l-Mn] \right)^2 \leq \varepsilon_r^2 \tag{21}$$

当滤波器满足条件(21)时, $E_d \leq (M\varepsilon_r/K)^2 \|x(n)\|_2^2$ 其中 ε_r 是设计的误差边界。

3.3 原形滤波器设计的优化问题

结合 3.1 节和 3.2 节部分的讨论, 原形滤波器设计归结为下面的优化问题

$$\min_{p, q} \{\Theta_\alpha(h, g)\}$$

$$\text{s.t. } \sum_l h(l) = \sum_l g(l) = \sqrt{K}$$

$$\sum_n \left(n - \frac{L-1}{2}\right)^{2p_1} h(n) = 0, p_1=1, 2, \dots, P_1 \tag{22}$$

$$\sum_n \left(n - \frac{L-1}{2}\right)^{2p_2} g(n) = 0, p_2=1, 2, \dots, P_2$$

$$\sum_l h[l]g[l] = K/M, -\varepsilon_r \leq \sum_{n, n \neq 0} \sum_l h[l]g[l-Mn] \leq \varepsilon_r$$

注意, 优化问题(22)中, 目标函数是原形滤波器系数的二次函数, 约束条件由两组线性等式约束, 二次等式约束、二次不等式约束构成, 约束条件较为简单。特别是, 非线性优化问题的求解具有初值依赖性, 常陷入局部极值点, 这是目前 DFT 调制滤波器组设计方法所面临的共同问题^[7,9], 约束条件的简化一定程度上可降低初值敏感性, 容易得到性能更好的滤波器组。后面的设计结果也充分说明了这点。另外, 设计中去掉了原形滤波器二范数约束。由于采用分析、综合原形滤波器阻带能量的加权和为目标函数而不是分析原形滤波器的阻带能量^[7,9], 优化问题求解中不会出现分析滤波器 2-范数很小而综合滤波器范数很大的异常情况。

4 实验结果

过采样 NPR DFT 滤波器组的设计^[7-9]是近年来一个热点, 但是线性相位的这类滤波器组的设计却很少见。另一方面, 线性相位的完全重构的滤波器组是较为常见的, 但是本文所讨论的几乎完全重构的滤波器组的设计又十分少见。因此, 只在例 2 中, 与文献[9]的设计方法进行了比较。滤波器组的设计性能用带内混叠和输出混叠函数 $\beta(h), \gamma(h, g)$ (见式(8)) 衡量^[9], 定义 $\beta(h)$ 如下:

$$\beta(h) = \frac{1}{2\pi K^2} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k=1}^{K-1} \left| H(e^{j\omega/K} W_K^k) \right|^2 d\omega$$

例 1 选择 $L=49, M=8, K=6, \alpha=0.5, \varepsilon_r = K/M \times 10^{-3}, P_1=P_2=1$ 。

用本文方法得到的两个原型滤波器的幅频响应如图 2 所示。分析、综合原形滤波器的阻带能量分别为 6.1299×10^{-4} 和 6.1294×10^{-4} , 带内混叠和输出混叠分别为 -36.9 dB 和 -30.7 dB, 同时在图 2 可以看到, 设计所得的原型滤波器的通带平坦性较为理想。因此, 设计所得的滤波器组性能比较好。并且, 通过调整 α 的值, 分析、综合滤波器的阻带衰减可以灵活调整, 如 $\alpha=0.2$ 时, 分析滤波器阻带能量为 1.4×10^{-3} , 综合滤波器阻带能量为 2.1×10^{-4} ; 当 $\alpha=0.8$ 时, 分析滤波器阻带能量为 2.1×10^{-4} , 综合滤波器阻带能量为 1.4×10^{-3} 。调节的作用明显的。

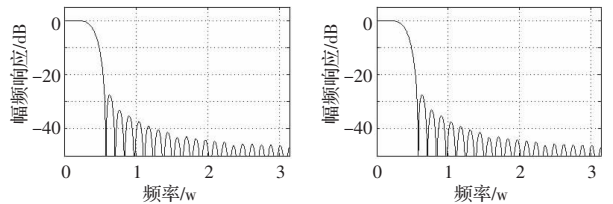


图 2 $L=49$ 时分析和综合原型滤波器的幅频响应

例 2 选择 $M=16, K=8, L=64, \alpha=0.5, \varepsilon_r = K/M \times 10^{-2}, P_1=P_2=1$ 。

用本文方法设计的原形滤波器的幅频响应如图 2 所示。文献[9]的方法所设计的非线性相位的过采样 NPR DFT 滤波器组的原型滤波器的幅频响应如图 4 所示。所设计原形滤波器的平均阻带能量、分析、综合滤波器阻带能量都近似等于 3.8×10^{-7} , 相应滤波器组的带内混叠和输出混叠分别是 -69 dB 和 -62.8 dB。文[9]中设计的滤波器组的带内和输出混叠分别是 -73.5 dB 和 -64 dB。可见本文方法所设计的滤波器组带内和输出混叠方面的性能有所降低, 但是由图 3 可以看到分析滤波器的阻带衰减有所增加, 同时消去了图 4 中所出现的阻带“栅瓣”。可以认为与文献[9]所提供的方法相比较, 所提出的设计方法在增加了线性相位这一重要性质的同时, 即在设计自由度减少了几乎一半的条件

下,分析和综合原型滤波器阻带衰减、通带平坦性以及系统混叠等性能方面仅有很小的损失。

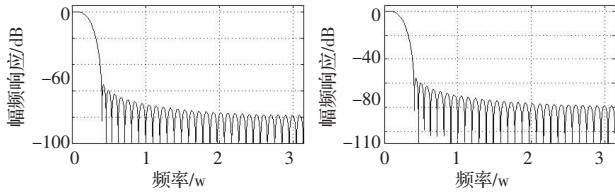


图3 $L=16$ 时新方法和综合原型滤波器幅频响应

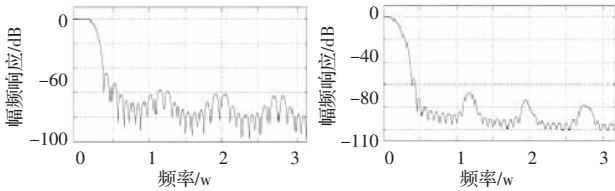


图4 $L=16$ 时文献[9]方法得到原型滤波器幅频响应

5 结论

提出了具有不同分析和综合原形滤波器的线性相位过采样 NPR DFT 调制滤波器组的设计新方法。与完全重构的同类型滤波器组的设计相比,几乎完全重构滤波器组结构更为简单,设计问题大为简化。新方法能够有效地控制系统的失真水平,而且可以根据实际要求调节分析、综合原形滤波器的通带和阻带特性。并且,给出的设计算法较为简单,一些复杂的约束条件被更简单的约束代替。

参考文献:

[1] Vaidyanathan P. Multirate systems and filter banks [M]. Englewood

Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.

- [2] Mtheak M K, Moulin P, Anitescu M, et al. Rate-distortion-optimal subband coding without perfect reconstruction constraints [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2001, 49(5): 542-557.
- [3] Tseng C C. Eigenvalues and eigenvectors of generalized DFT, generalized DHT, DCT-IV and DST-IV matrices [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2002, 50(4): 866-877.
- [4] Gan L, Ma K K. Theory and lattice factorization of oversampled linear-phase perfect reconstruction filter banks [J]. Pmc ICASSP'02, May 2002: 1161-1164.
- [5] Gan L, Ma K K. Oversampled linear-phase perfect reconstruction filter banks: Theory, lattice structure and parameterization [J]. IEEE Trans Sig Process, 2003, 51(3): 744-759.
- [6] Riel B, Shpak D J, Antoniou A. Lifting-based design and implementation of oversampled paraunitary modulated filter banks [C]// The 47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2004, 2: 97-100.
- [7] Wilbur M R, Davidson T N, Reilly J P. Efficient design of over-sampled NPR GDFT filterbanks [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2004, 52(7): 1974-1962.
- [8] de Haan J M, Gribbe N, Claesson I, et al. Filter bank design for subband adaptive microphone arrays [J]. IEEE Trans on Speech Audio Processing, 2003, 11(1): 14-23.
- [9] Dam H H, Nordholm S, Cantoni A, et al. Iterative method for the design of DFT filter bank [J]. IEEE Trans on Circuits and Syst, 2004, 51(11): 581-586.
- [10] Fliege N J. Closed form design of prototype filter for linear phase DFT polyphase filter banks [C]// Proc IEEE ISCAS, 1993: 651-654.
- [11] Shui P L, Bao Z M. Band compactly supported orthogonal symmetric interpolating scaling functions [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2001, 49(8): 1704-1713.

(上接 61 页)

```
total: 978.125 length: 7
.series: 200 100 150 125 137.5 131.25 134.375
132.8125
total: 1110.9375 length: 8
.series: 200 100 150 125 137.5 131.25 134.375
132.8125 133.5937
total: 1244.5312 length: 9
.series: 200 100 150 125 137.5 131.25 134.375
132.8125 133.5938 133.2031
total: 1377.7344 length: 10
```

其中 N 和 $N+1$ 的序列间有很明显的关系: N 是 $N+1$ 序列的最优子结构。所以采用贪婪算法得到的解是最优解。

图 5~图 8 为 $N=10, 20, 50, 100$ 的曲线图, 观察这些曲线可

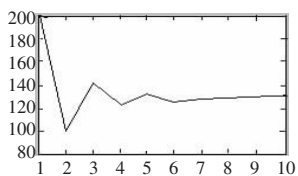


图5 $N=10$ 时的分组

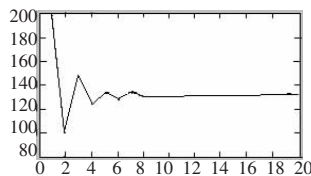


图6 $N=20$ 时的分组

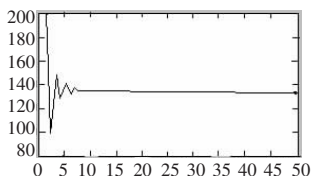


图7 $N=50$ 时的分组

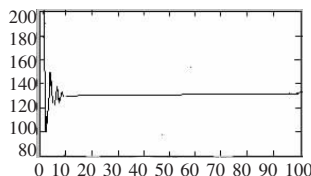


图8 $N=100$ 时的分组

以发现, 它们都有渐进的特点。因此在足够长时间后, 包的分组规则与网络的初始状态无关, 网络的初始状态仅仅反映在最初的分组规则上。

4 结论与展望

本文分析了网络结构基本组成元素, 给出了静态模型及基于概率预测的数学模型, 通过对模型的实际应用和分析, 建立了一种较一般的网络数学模型, 在该模型中引用线性规划算法, 给出了该模型的近似解法和精确解法。实验结果表明贪婪算法在精确解法中具有较高的效率。下一步, 将对关联矩阵的扰动影响以及 GPS 在模型中的应用等进行研究。

参考文献:

- [1] Castillo E, Gutiérrez J M, Hade A S. Expert systems and probabilistic network models [M]. [S.l.]: Springer-Verlag, 1997.
- [2] Jin C, Wei D X, Low S H. Internet 拥塞控制研究的最新进展分析与展望 [C]// IEEE Infocom, 2004.
- [3] 张绪春, 姜礼平, 王平. 基于支持向量机的末敏弹命中概率预测研究 [J]. 军事运筹与系统工程, 2006, 20(4).
- [4] Cormie D. The ARM11 Microarchitecture [R]. ARM Ltd, 2002-04.
- [5] Bouras C, Primpas D, Sevasti A, et al. Enhancing the DiffServ architecture of a simulation environment [C]// 6th IEEE International Workshop on Distributed Simulation and Real Time Applications, Fort Worth, Texas, USA, October 11-13, 2002.