

◎产品、研发、测试◎

过采样 NPR DFT 调制滤波器组设计

刘霁锋¹, 王小龙²LIU Ji-feng¹, WANG Xiao-long²

1.西安电子科技大学 理学院 数学系, 西安 710071

2.西安电子科技大学 雷达信号处理国家重点实验室, 西安 710071

1.Department of Mathematics, Science School, Xidian University, Xi'an 710071, China

2.Key Lab. for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, 710071, China

E-mails: ljf271828@163.com

LIU Ji-feng, WANG Xiao-long. Design of oversampled NPR DFT modulated filter bank. Computer Engineering and Applications, 2007, 43(26): 87-91.

Abstract: A new simpler method for the design of oversampled Nearly Perfect Reconstruction (NPR) DFT modulated filter banks with different analysis and synthesis prototype filters is presented. In terms of the requirements on the passband, stopband, and system distortion of the filter bank, the design method involves the minimization of the system distortion while constraining the stopband energy of the analysis and synthesis prototype filters. The simpler constraint about passband flatness is introduced at the same time. The proposed method can generate filters with significantly better performance than filters obtained using current design methods, which is also verified by the numerical examples.

Key words: oversampled; DFT modulated filter bank; nearly perfect reconstruction

摘要:提出了一种具有不同分析和综合原型滤波器的过采样几乎完全重构(NPR)DFT调制滤波器组的更为简单的设计方法。按照滤波器组的通带、阻带、系统失真要求,以系统整体失真误差作为目标函数,分析和综合原型滤波器的阻带能量作为约束条件,同时引入了更简单的通带平坦性约束。与目前的设计方法相比,该方法可以得到性能更好的滤波器组,仿真的结果也证实了这点。

关键词:过采样; DFT调制滤波器组; 几乎完全重构

文章编号:1002-8331(2007)26-0087-05 **文献标识码:**A **中图分类号:**TN713

1 引言

多速率信号处理系统在语音和图像的压缩、去噪、特征检测与提取以及自适应滤波等很多领域都有重要的应用^[1-3]。在多速率信号处理系统中,输入信号经过分析滤波器组被分成多个子带信号,随后被下采样。由于分析滤波器组的非理想特性导致了子带内的混叠和子带信号的输出混叠,选择合适的综合滤波器组将这些混叠消除是可能的。如果多速率系统是无失真的,即总的传递函数是一个简单的时延与一个常数之积,这种滤波器组被称为具有完全重构性质的滤波器组。事实上,完全重构滤波器组仅关心混叠的完全消除,对许多综合性能的表现并不一定是最优的^[4]。在一些特定的应用领域中,几乎完全重构滤波器组的实践表现更佳。这是因为几乎完全重构滤波器组放宽了重构条件,综合考虑了重构效果、混叠的减小、通带的平坦、阻带衰减等因素,往往能够使滤波器组有更好地性能^[5-9]。因其在结构上的简单,实现上的快速性,余弦调制滤波器组和DFT调制滤波器组自提出以来就受到了广泛地关注和研究。在

处理复信号时,DFT调制滤波器组有其独到的优点,信号的正负频率分量可以分割到不同的子带进行处理。然而,由于调制形式的限制,临界采样FIR DFT调制滤波器很难获得满意的阻带衰减^[1],于是,经常使用过采样的FIR DFT调制滤波器组^[5,7-9]。

过采样FIR DFT调制滤波器组设计中,首先考虑的是采用一个原型滤波器的结构,分析和综合滤波器组的Fourier变换互为共轭^[5]。设计时,原型滤波器的阻带能量被作为目标函数,通带、混叠约束、系统失真误差作为优化的约束条件。优化中可利用的设计自由度决定了得到滤波器组的性能,但为了滤波器具有好的时域局部性,原型滤波器不能太长。此类滤波器组的设计归结为一个二次规划或者凸规划的问题,设计模型中可能出现半无限规划的约束条件,一般采用非线性优化的方法求解,模型较为复杂,同时可能对初值的依赖性比较高。后来,Haan^[7,9]和Dam^[8]等人结合在语音信号处理中的应用,给出了一种设计由两个原型滤波器确定的DFT调制滤波器组的方法。

基金项目:国家自然科学基金(the National Natural Science Foundation of China under Grant No.60472086);教育部高校青年教师奖专项基金。

作者简介:刘霁锋(1982-),男,硕士研究生,研究方向:小波及其在信号处理中的应用;王小龙(1975-),男,博士研究生,研究方向:多速率滤波器组的设计及应用。

设计采用了交替迭代算法,设计复杂度较高,滤波器组性能受到一定限制。

本文提出了具有两个原型滤波器的过采样 DFT 调制滤波器组设计新方法,设计算法被简化成一个相对简单的非线性优化问题。在相同长度的滤波器组情况下,新方法设计的两个原型滤波器的最大阻带水平比文献[5]中的单原型滤波器降低了 5 dB 以上。与文献[8]中的滤波器组相比有更小的相对带内混叠、相对输出混叠,相位误差和群延时误差,而且本文的算法比文献[8]的结合交替迭代和对截止频率彻底搜索的半无穷二次优化算法要简单,实现起来容易。

2 过采样 DFT 调制滤波器组的结构

传统的设计方法中,分析和综合原型滤波器往往由同一个原型滤波器的频率调制产生。在一些应用中,一个原型滤波器结构制约了滤波器组的性能和灵活性,本文考虑了分析和综合滤波器组由不同的原型滤波器组的频率调制产生,DFT 调制滤波器组的分解和综合结构如图 1 所示。假设分析滤波器和综合原型滤波器分别是实的 FIR 滤波器。

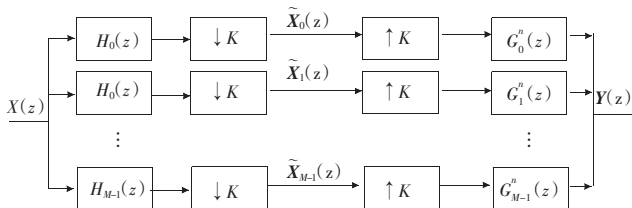


图 1 M-带过采样 DFT 调制滤波器组结构

$$h=[h(0), h(1), \dots, h(L-1)]^T, g=[g(0), g(1), \dots, g(L-1)]^T \quad (1)$$

第 m 通道的滤波器为

$$h_m(n)=h(n)e^{j2\pi mn/M} \quad g_m(n)=g(n)e^{j2\pi mn/M} \quad (0 \leq m \leq M-1) \quad (2)$$

对应 z 域的形式为

$$H_m(z)=H(zW_M^m), G_m(z)=G(zW_M^m) \quad (3)$$

其中 $W_M=e^{-j2\pi/M}$ 。

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 带子带信号如下所示:

$$\begin{aligned} \tilde{X}_m(z) &= \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} H(z^{1/K} W_M^m W_K^k) X(z^{1/K} W_K^k) = \\ & \frac{1}{K} H(z^{1/K} W_M^m) X(z^{1/K}) + \\ & \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K-1} H(z^{1/K} W_M^m W_K^k) X(z^{1/K} W_K^k) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $W_K=e^{-j2\pi/K}$ 。式(4)中的第一部分表示希望得到的子带信号,第二部分代表子带内的混叠项。本文不考虑子带处理,系统的输入-输出关系如下所示:

$$\begin{aligned} Y(z) &= \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{X}_m(z) G_m(z) = \\ & \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} H(zW_M^m) G(zW_M^m) X(z) + \\ & \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} H(zW_M^m W_K^k) G(zW_M^m) X(zW_K^k) = \\ & T(z)X(z) + A(z) \end{aligned} \quad (5)$$

其中

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

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

$T(z)$ 称作系统失真传递函数, $A(z)$ 称作输出混叠。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,当系统没有混叠失真并且 $T(e^{j\omega})=e^{-j\omega\tau}$ 时,输出是输入的延迟,滤波器组称作完全重构的。

除了考虑系统混叠、相位、幅度失真外,还需要考虑滤波器的频率选择特性,如通带平坦性、阻带衰减,以及窄的过渡带等,这些与传统的滤波器设计是相同的。DFT 调制滤波器组结构简单、实现快速,这种简单结构也限制了滤波器组的性能,特别是临界采样($M=K$)的 DFT 滤波器组有高的阻带旁瓣。因此,经常使用过采样的 DFT 调制滤波器组($M>K$)。

3 过采样 DFT 调制滤波器组的设计

过采样 DFT 调制滤波器组设计中,经常考虑三个性能指标:滤波器组的子带内的混叠、输出混叠和系统失真。在一些分别定义阻带和通带特性的滤波器设计方法里,子带内的混叠经常转换为分析原型滤波器的阻带衰减^[5,7,9]。由于设计问题是带有非线性约束,规模较大的优化问题,设计条件的合理简化是改进滤波器组性能的重要因素。在文献[5]中,整个滤波器组由一个原型滤波器生成,设计问题被转换成带有两个包含连续角频率参数的不等式约束的非线性优化问题,一个典型的非线性半无穷优化问题,约束条件包含了无穷多个不等式约束。求解时必须对角频率在参数区间内进行足够细的离散化,导致优化问题规模巨大,计算量大。另外,由于采用了一个原型滤波器,优化的可用自由度小,一定程度上限制了滤波器组的性能。针对后一点,文献[7]提出了具有两个原型滤波器组的过采样 DFT 调制滤波器组结构,并给出了一种交替投影的迭代设计算法。每步迭代中,固定一个原型滤波器,通过非线性半无穷规划优化另一个滤波器。算法缺陷是明显的,交替迭代不可能达到全局最优,甚至局部极值点,从而限制了滤波器组的性能。

文献[8]是文献[7]的进一步工作,给出了一种结合交替迭代和对截止频率彻底搜索的半无穷二次优化算法,对整个滤波器组的相位和群延时给出了精确的线性近似,但是算法复杂度较高,实现起来不易。在本文的设计方法中,设计问题被简化为仅有有限约束条件的优化问题,从而使得可以更有效的设计滤波器组。

3.1 优化目标函数的设计

本文没有按照文献[5]的方法以原型滤波器的阻带能量作为目标函数,而是考虑了系统的整体失真误差。系统失真传递函数 $T(z)$ 在时域中的表达式为:

$$\begin{aligned} t(k) &= \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} (h_m(k) * g_m(k)) = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{L-1} h_m(n) g_m(k-n) = \\ & \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{L-1} h(n) e^{j2\pi mn/M} g(k-n) e^{j2\pi m(k-n)/M} = \\ & \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{L-1} h(n) g(k-n) e^{j2\pi mnk/M} = \\ & \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} (h(k) * g(k)) e^{j2\pi mnk/M} \end{aligned} \quad (7)$$

其中 * 代表卷积, $0 \leq k \leq 2L-2$ 。期望的系统失真传递函数为:

$T_d(e^{j\omega}) = e^{j\omega\tau_d}$, 其中 τ_d 是期望群延时, $\tau_d(e^{j\omega})$ 在时域中的表达式为:

$$t_d = \left(\underbrace{0 \cdots 0}_{\tau_d \uparrow 0} \quad 1 \quad 0 \cdots 0 \right)^T \quad (8)$$

优化目标函数为最小化系统失真误差:

$$\min_{h,g} \|t - t_d\|_2 \quad (9)$$

其中 $\|\cdot\|_2$ 表示 2 范数。

3.2 系统混叠失真的约束

子带内的混叠可以通过约束 $(1/K^2) \sum_{k=1}^{K-1} |H(e^{j\omega/K} W_M^m W_K^k)|^2$ 来减少, 由于调制滤波器组的结构, 只需要约束第 0 个子带的混叠^[9] $(1/K^2) \sum_{k=1}^{K-1} |H(e^{j\omega/K} W_K^k)|^2$ 。于是子带内的混叠可以定义如下^[7,9]

$$\beta(h) = \frac{1}{2\pi K^2} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k=1}^{K-1} |H(e^{j\omega/K} W_K^k)|^2 d\omega \quad (10)$$

分析原型滤波器组的阻带能量定义如下^[5]

$$E_{H,sb} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/K}^{\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (11)$$

于是可推导出下式, 推导过程见附录

$$\beta(h) = \frac{1}{K} E_{H,sb} \quad (12)$$

所以可以通过分析原型滤波器阻带能量来约束子带内的混叠。

输出信号中的混叠比较复杂, 由式(5)知下式最小时输出混叠最小^[7,9]

$$B(\omega) = \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left| \frac{1}{K} H(e^{j\omega} W_M^m W_K^k) G(e^{j\omega/K} W_M^m) \right|^2 \quad (13)$$

$\omega \in [-\pi, \pi]$

为了简化输出混叠, 考虑如下事实, 当滤波器阻带衰减比较大时输出混叠中相邻子带间的混叠分量远大于非相邻子带间的混叠分量, 因此可以认为非相邻子带间的混叠分量为 0。

因而 $A(z) \approx \frac{1}{K} \sum_{k=1,1}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} H(z W_K^k W_M^m) G(z W_M^m) X(z W_K^k)$ 。于是

$$B(\omega) = \sum_{k=1,1}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left| \frac{1}{K} H(e^{j\omega} W_M^m W_K^k) G(e^{j\omega} W_M^m) \right|^2 \quad (14)$$

$\omega \in [-\pi, \pi]$

用 $B(\omega)$ 对的积分 $\gamma(h, g)$ 表示区间 $\omega \in [-\pi, \pi]$ 输出混叠的大小, 如下所示:

$$\gamma(h, g) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(\omega) d\omega = \quad (15)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k=1,1}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left| \frac{1}{K} H(e^{j\omega} W_M^m W_K^k) G(e^{j\omega} W_M^m) \right|^2 d\omega$$

于是可推导出下式, 推导过程见附录

$$\gamma(h, g) = \frac{2M}{K^2} (U_H^2 E_{G,sb} + U_G^2 E_{H,sb}) \quad (16)$$

其中 $U_H = \max |H(e^{j\omega})|$, $U_G = \max |G(e^{j\omega})|$, $\omega \in [-\pi, \pi]$, 分别是分析和综合原型滤波器的幅频响应的最大值。在 U_H 和 U_G 给定的条件下, 系统的输出混叠的减少可以转化成对分析和综合原型滤波器的阻带能量的约束。因此用分析和综合原型滤波器的阻

带能量的加权和作为约束条件:

$$\frac{1}{\pi} \int_{\pi/K}^{\pi} [\alpha |H(e^{j\omega})|^2 + (1-\alpha) |G(e^{j\omega})|^2] d\omega \leq \varepsilon_s \quad (17)$$

其中 ε_s 是对阻带能量大小的约束, 设计参数 $\alpha \in (0, 1)$ 用来调节分析和综合滤波器的阻带衰减要求。进一步利用原型滤波器的相关系数, 约束条件式(17)可以简化为滤波器系数的二次函数, 表示为

$$\sum_{n \geq 0} b[n] (\alpha \sum_l h[l]h[l-n] + (1-\alpha) \sum_l g[l]g[l-n]) \leq \varepsilon_s \quad (18)$$

其中, 系数 $b(n)$ 定义为:

$$b(n) = \begin{cases} (K-1)/K, & n=0 \\ -2\sin(\pi n/K)/(\pi n), & n>0 \end{cases} \quad (19)$$

3.3 原型滤波器的通带平坦性约束

M -带小波的设计中, 尺度滤波器的通带平坦性通过在零频率点导数和高阶导数等于 0 来保证^[10], 下面用类似的约束设计算法。要求在 $\omega=0$ 处原型滤波器的幅频响应 $|H(\omega)|^2$ 和 $|G(\omega)|^2$ 满足条件

$$|H(0)|^2 = K, \frac{d^{2p_1} |H(\omega)|^2}{d\omega^{2p_1}} \Big|_{\omega=0} = 0, p_1 = 1, 2, \dots, P_1 \quad (20)$$

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

由于幅频响应在 $\omega=0$ 对称, 该点的奇数阶导数为 0, 只需约束偶数阶导数即可。在零频率点附近对 $|H(\omega)|^2$ 和 $|G(\omega)|^2$ 进行 Taylor 展开, 则 $|H(\omega)|^2 = K + o(|\omega|^{2p_1+1})$, $|G(\omega)|^2 = K + o(|\omega|^{2p_2+1})$ 在零频率邻近成立, 从而保证了通带平坦性。 P_1 和 P_2 越大, 通带越平坦。条件式(20)用滤波器系数表示为:

$$\sum_l h[l] = \sqrt{K}, \sum_n (-jn)^{2p_1} \left(\sum_l h[l]h[l+n] \right) = 0, \quad p_1 = 1, 2, \dots, P_1 \quad (21)$$

$$\sum_l g[l] = \sqrt{K}, \sum_n (-jn)^{2p_2} \left(\sum_l g[l]g[l+n] \right) = 0, \quad p_2 = 1, 2, \dots, P_2$$

3.4 原型滤波器设计的优化问题

结合 3.1-3.3 部分的讨论, 原型滤波器设计归结为式(22)。其中约束条件由线性等式约束、二次等式约束、二次不等式约束构成。比文献[5, 8]中的约束条件简单得多。简单的约束条件使得优化求解变得容易。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^[5, 7, 8], 为此利用 Parks-McClellan 算得到进行优化的初始值, 来降低对初始值的敏感性。

$$\min_{h,g} \|t - t_d\|_2$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_l h[l] = \sum_l g[l] = \sqrt{K}$$

$$\sum_n (-jn)^{2p_1} \left(\sum_l h[l]h[l+n] \right) = 0, p_1 = 1, 2, \dots, P_1$$

$$\sum_n (-jn)^{2p_2} \left(\sum_l g[l]g[l+n] \right) = 0, p_2 = 1, 2, \dots, P_2$$

$$\sum_{n \geq 0} b[n] (\alpha \sum_l h[l]h[l-n] + (1-\alpha) \sum_l g[l]g[l-n]) \leq \varepsilon_s \quad (22)$$

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

4 设计滤波器组的性能对比

相对其它类型的滤波器组, 过采样 DFT 调制滤波器组的设计方法比较少, 主要是文献[5, 7]中的方法。因为文献[8]是文献[7]的进一步工作, 为了便于评估设计方法的性能, 下面的两个例子中, 分别采用了和文献[5, 8]相同的原型滤波器长度 L 、通道数 M 、下采样因子 K 。例 1 中滤波器组性能用带内混叠和输出混叠函数 $\gamma(h, g)$ 衡量^[5]:

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

$$\gamma(h, g) = \frac{1}{2\pi K^2} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} |H(e^{j\omega} W_M^m W_K^k) G(e^{j\omega} W_M^m)|^2 d\omega \quad (23)$$

例 2 中滤波器组性能用相对带内混叠和相对输出混叠函数 $M_i(h), M_r(h, g)$ 衡量^[8]:

$$M_i(h) = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k=1}^{K-1} |H(e^{j\omega K} W_K^k)|^2 d\omega}{\int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\omega K})|^2 d\omega} \quad (24)$$

$$M_r(h, g) = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} |H(e^{j\omega} W_M^m W_K^k) G(e^{j\omega} W_M^m)|^2 d\omega}{\int_{-\pi}^{\pi} \sum_{m=0}^{M-1} |H(e^{j\omega} W_M^m) G(e^{j\omega} W_M^m)|^2 d\omega}$$

例 1 选择 $L=48, M=8, K=6, \tau_d=L, \varepsilon_s=5 \times 10^{-5}, P_1=P_2=3, \alpha=0.5$ 。用本文方法得到的两个原型滤波器的幅频响应如图 2(a)和(b)所示, 如图 2(c)给出了文献[5]的原型滤波器的幅频响应¹ (其中 $L=48, M=8, K=6$, 归一化失真系数 $\varepsilon_s^2 \leq 10^{-6}$, 通带波纹约束 0 dB, 最大阻带水平约束 0 dB)。表 1 给出了本文的两个原型滤波器与文献[5]得到的原型滤波器性能的比较。由表 1 可以看到, 提出的设计方法明显提高了滤波器组的性能。

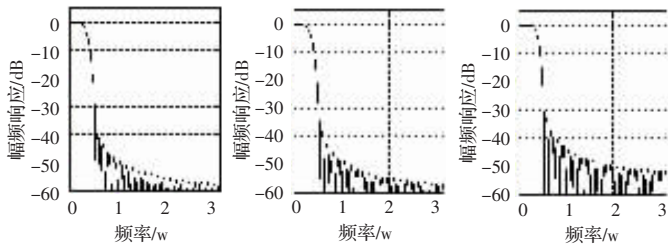


图 2 本文及文献[5]中原型滤波器的幅频响应对比

表 1 本文提出的两个原型滤波器与文献[5]的原型滤波器性能的比较

原型滤波器	阻带能量	最大阻带水平/dB	子带内混叠/dB	总的输出混叠/dB
本文提出的两个原型滤波器	$4.658 3 \times 10^{-5}$	-39.06	-51.097 5	-44.217 0
文献[5]提出的单原型滤波器	1.84×10^{-4}	-33.12	-45.128 7	-37.740 6

例 2 选择 $M=16, K=8, L=64, \tau_d=L, \varepsilon_s=10^{-8}, P_1=P_2=1, \alpha=0.5$ 。用本文方法得到的两个原型滤波器的幅频响应如图 3(a)所示, 文献[8]的原型滤波器的幅频响应如图 3(b)所示。本文分

析、综合原型滤波器的阻带能量分别是 $1.210 2 \times 10^{-8}$ 和 $7.898 1 \times 10^{-9}$, 相对带内混叠 $10\lg(M_i(h))$ [dB]和相对输出混叠 $10\lg M_r(h, g)$ [dB]分别为 -75.151 8 dB 和 -81.072 4 dB。文献[8]中设计的滤波器组的相对带内混叠和相对输出混叠分别是 -69.486 8 dB 和 -77.295 8 dB 其中 $M=16, K=8, L=64, \tau_d=L$, 对相位误差的约束 $v_f=0.04$, 对群延时误差没有约束。本文设计的滤波器组比文献[8]设计的滤波器组的相对带内混叠减少 5.665 0 dB, 相对输出混叠减少 3.77 66 dB, 也没有图 3(b)中所出现的阻带“栅瓣”。本文和文献[8]的系统失真传递函数的相位误差如图 4(a)和(b)所示, 群延时误差如图 5(a)和(b)所示, 可以看到虽然没有对相位误差和群延时误差作专门的约束, 但是可以得到比文献[8]的更小相位误差和群延时误差。

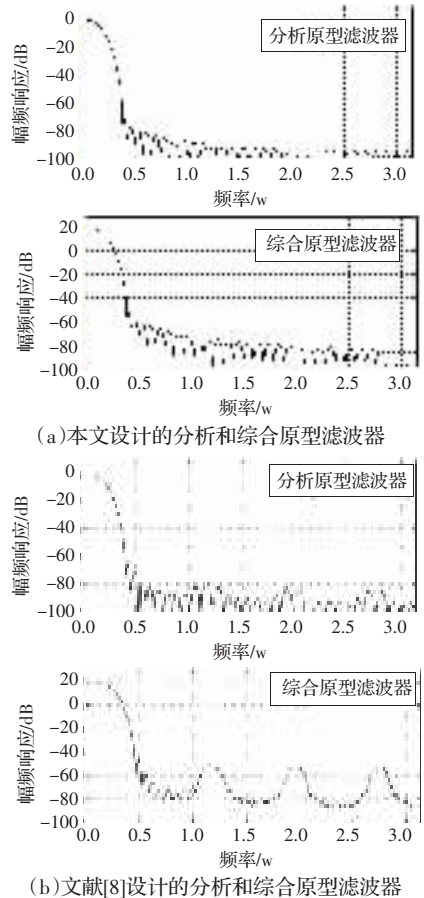


图 3 本文及文献[8]方法得到原型滤波器幅频响应对比

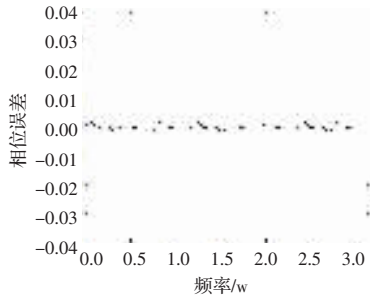
5 结论

本文提出了具有不同分析和综合原型滤波器的过采样 NPR DFT 调制滤波器组的设计新方法。该方法摆脱传统的以原型滤波器的阻带能量作为目标函数的设计方法, 而是以系统整体失真误差作为目标函数, 将原型滤波器的阻带能量作为约束条件, 同时引入了更简单的通带平坦性约束。与文献[5, 8]的设计方法比较, 给出的设计优化问题更为简单。从设计结果来看, 新方法得到更好的设计效果。(收稿日期: 2007 年 5 月)

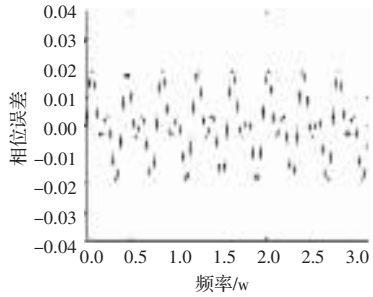
参考文献:

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

¹ 文献[5]中原型滤波器设计方法对应的 Matlab m 文件(其参数输入格式为 SeDumi 工具箱所要求的格式)可由其第二作者的个人网站: <http://www.ece.mcmaster.ca/~davidson> 所获得。

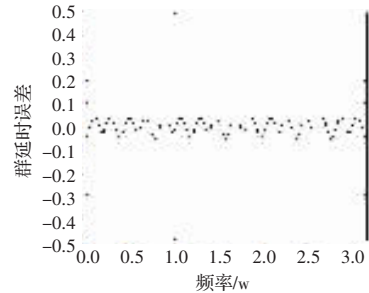


(a) 本文系统失真传递函数的相位误差

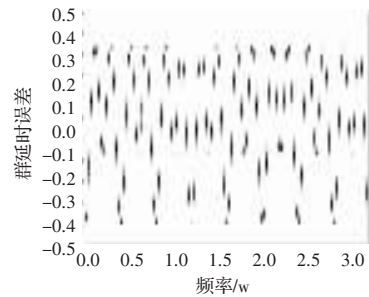


(b) 文献[8]系统失真传递函数的相位误差

图4 本文及文献[8]的系统失真传递函数的相位误差对比



(a) 本文系统失真传递函数的群延时误差



(b) 文献[8]系统失真传递函数的群延时误差

图5 本文及文献[8]的系统失真传递函数的群延时误差对比

Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.

- [2] Strang G, Nguyen T. Wavelets and filterbanks[M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [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] Mithak 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.
- [5] Wilbur M R, Davidson T N, Reilly J P. Efficient design of oversampled NPR GDFT filterbanks[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2004, 52(7): 1974-1962.
- [6] Heller P N, Karp T, Nguyen T N. A general formulation of modulated filterbanks[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1999, 47(4): 986-1002.
- [7] 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.
- [8] Dam H H, Nordholm S, Cantoni A. Uniform FIR filterbank optimization with group specifications[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2005, 53(11).
- [9] 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.
- [10] Shui P L, Bao Z. M-band compactly supported orthogonal symmetric interpolating scaling functions[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2001, 49(8).

附录

式(12)的推导:

$$\omega = \frac{2\pi k}{K} = \phi$$

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

$$\frac{1}{2\pi K} \int_{-\frac{\pi}{K}}^{\frac{\pi}{K}} \sum_{k=1}^{K-1} \left| H(e^{j\phi} W_k) \right|^2 d\phi =$$

$$\frac{1}{2\pi K} \sum_{k=1}^{K-1} \int_{-\frac{\pi}{K}}^{\frac{\pi}{K}} \left| H(e^{j\phi} W_k) \right|^2 d\phi =$$

$$\frac{1}{2\pi K} \int_{-(2\pi-\frac{\pi}{K})}^{-\frac{\pi}{K}} \left| H(e^{j\phi} W_k) \right|^2 d\phi =$$

$$\frac{1}{2\pi K} \int_{\frac{\pi}{K}}^{2\pi-\frac{\pi}{K}} \left| H(e^{j\phi} W_k) \right|^2 d\phi =$$

$$\frac{2}{2\pi K} \int_{\frac{\pi}{K}}^{\pi} \left| H(e^{j\phi} W_k) \right|^2 d\phi =$$

$$\frac{1}{K} E_{H, sb}$$

式(16)的推导:

$$\gamma(h, g) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(\omega) d\omega =$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k=1}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left| \frac{1}{K} H(e^{j\omega} W_k^m W_k) G(e^{j\omega} W_M^m) \right|^2 d\omega =$$

$$\frac{1}{2\pi K^2} \left(\sum_{m=0}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| H(e^{j\omega} W_k^1 W_M^m) G(e^{j\omega} W_M^m) \right|^2 d\omega + \right.$$

$$\left. \sum_{m=0}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| H(e^{j\omega} W_k^{-1} W_M^m) G(e^{j\omega} W_M^m) \right|^2 d\omega \right) =$$

$$\frac{M}{2\pi K^2} \left(\int_{-\pi}^{\pi} \left| H(e^{j\omega} W_k^1) G(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega + \right.$$

$$\left. \int_{-\pi}^{\pi} \left| H(e^{j\omega} W_k^{-1}) G(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega \right) =$$

$$\frac{M}{2\pi K^2} \left(\int_{-\pi}^{\pi/K} \left| H(e^{j\omega} W_k^1) G(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega + \right.$$

$$\left. \int_{-\pi/K}^{\pi/K} \left| H(e^{j\omega} W_k^1) G(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega + \right.$$

$$\left. \int_{\pi/K}^{\pi} \left| H(e^{j\omega} W_k^1) G(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega \right) +$$

$$\frac{M}{2\pi K^2} \left(\int_{-\pi}^{\pi/K} \left| H(e^{j\omega} W_k^{-1}) G(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega + \right.$$

$$\left. \int_{-\pi/K}^{\pi/K} \left| H(e^{j\omega} W_k^{-1}) G(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega + \right.$$

$$\left. \int_{\pi/K}^{\pi} \left| H(e^{j\omega} W_k^{-1}) G(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega \right)$$