

一种设计近似完全重构非均匀余弦调制滤波器组的新算法

蒋俊正* 江庆 欧阳缮

(桂林电子科技大学信息与通信学院 桂林 541004)

摘要: 该文提出了一种设计近似完全重构非均匀余弦调制滤波器组的新算法。针对现有合并算法中非均匀滤波器组性能无法直接控制优化的缺点,新算法把非均匀滤波器组的设计问题归纳为一个关于原型滤波器的无约束优化问题,其中目标函数是非均匀滤波器组传递失真与原型滤波器阻带能量的加权和,最后利用线性迭代算法求解该优化问题。理论分析和数值实验表明,新算法获得的非均匀余弦调制滤波器组比现有算法设计的滤波器组整体性能更佳。

关键词: 非均匀滤波器组; 余弦调制; 近似完全重构; 线性迭代算法; 无约束优化

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)09-2385-06

DOI: 10.11999/JEIT151260

Novel Method for Designing Near-perfect-reconstruction Nonuniform Cosine Modulated Filter Banks

JIANG Junzheng JIANG Qing OUYANG Shan

(School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: This paper proposes a new algorithm to design near-perfect-reconstruction nonuniform Cosine modulated filter banks. Due to the infeasibility of directly controlling the performance of Nonuniform Filter Banks (NUFBs) in the existing combined algorithms, the design problem boils down to an unconstrained optimization problem with respect to the Prototype Filter (PF), which minimizes a weighted sum of the transfer function distortion of the NUFBs and the stopband energy of the PF. The optimization problem can be efficiently solved by utilizing linearizing iterative approach. The theoretical analysis and numerical experiments are carried out to show that compared with the existing methods, the proposed method can lead to NUFBs with better overall performance.

Key words: Nonuniform filter banks; Cosine modulation; Near-perfect-reconstruction; Linearizing iterative approach; Unconstrained optimization

1 引言

多速率滤波器组在自适应滤波、语音图像编码和图像处理等方面取得了广泛的应用^[1-15]。设计一般的滤波器组需优化所有分析滤波器和综合滤波器,而调制滤波器组只需优化设计原型滤波器,这大大降低了设计的复杂度。调制滤波器组目前主要有两类,分别是余弦调制滤波器组^[3,16]和离散傅里叶变换调制滤波器组^[2,8,14,15,17]。两种调制滤波器组相比较而言,余弦调制滤波器组是余弦调制而来,更适用于处理实值信号。

发展至今,余弦调制滤波器组的研究成果主要

集中于设计均匀滤波器组。然而实际应用中需要具备非均匀频率划分特性的滤波器组,即非均匀滤波器组。比如在图像去噪中需要对图像频谱进行非均匀的合理划分从而更有效地实现噪声去除^[9]。文献[10]首次提出 M 通道非均匀正交镜像滤波器组的概念与构造。文献[11]创新性地提出通过合并均匀滤波器组来实现非均匀滤波器组的理论,这是非均匀滤波器组设计的一大进步。文献[12]利用子带合并的方式成功构建了近似完全重构的非均匀余弦调制滤波器组,然而他们的设计算法是先获得均匀滤波器组后直接进行子带合并,导致非均匀滤波器组的性能是由所给均匀滤波器组所完全决定。文献[13]在文中利用凯瑟窗函数法获得 3 dB 截止频率为 $2\pi/M$ 的原型滤波器后,同样也是通过直接合并的方式获得非均匀滤波器组。文献[18]采用树结构的方式构建非均匀滤波器组,但这种结构存在自身的缺陷:所获得的非均匀滤波器组系统延迟较长。文献[19]讨论了

收稿日期: 2015-11-25; 改回日期: 2016-04-27; 网络出版: 2016-07-19

*通信作者: 蒋俊正 jzjiang@guet.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61261032, 61371186), 广西自然科学基金(2013GXNSFB019264)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61261032, 61371186), Guangxi Natural Science Foundation (2013GXNSFB019264)

一种基于直接合并的方法来构建完全重构的非均匀滤波器组的设计算法,但是该算法需要增加额外的调制模块来消除因合并通道时产生的虚假频率响应。

为了解决现有合并算法中非均匀滤波器组性能无法直接控制优化的不足,本文将非均匀滤波器组的设计问题归纳为一个关于原型滤波器的四次无约束优化问题,通过优化目标函数来直接控制非均匀滤波器组性能。众所周知,直接求解一个关于原型滤波器四次的目标函数是比较困难的,因此本文采用线性迭代算法来求解该问题。通过先给定一个最初原型滤波器,将目标函数转换为关于原型滤波器的凸二次函数后,迭代求解原型滤波器。对于多载波调制系统^[17],超高速数字传输系统^[20]等应用而言,希望滤波器组系统的重构误差尽可能的小。在系统实现中,普遍认为重构误差应小于量化误差,这样系统的应用就不会受到自身重构特性的影响。例如,多载波调制系统^[17]将重构误差的上限设置为小于 10^{-4} 。通过仿真实验可得,本文算法获得的非均匀滤波器组比现有算法设计所得的滤波器组重构误差更小,可达 10^{-10} 量级,能够完全满足应用要求。

2 非均匀余弦调制滤波器组的基本理论

图1给出了一个 K 通道非均匀滤波器组的一般结构。其中 $X(\omega)$ 为输入信号, $\bar{X}(\omega)$ 为输出信号, $H_i(\omega)$ 和 $F_i(\omega)$ 分别为非均匀滤波器组的分析滤波器和综合滤波器, n_i 为采样因子,且下标 $i=0,1,\dots,K-1$ 。在这里我们只考虑采样因子为整数且满足临界采样条件即 $\sum_{i=0}^{K-1} \frac{1}{n_i} = 1$ 的情况。

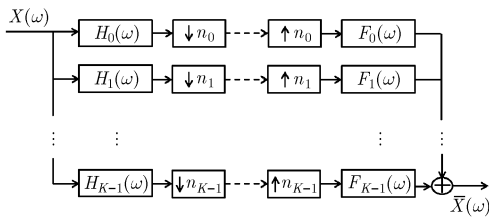


图1 K 通道非均匀滤波器组的一般结构

非均匀滤波器组输出 $\bar{X}(\omega)$ 与输入 $X(\omega)$ 的关系为

$$\bar{X}(\omega) = T_0(\omega)X(\omega) + \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{l=1}^{n_i-1} \frac{1}{n_i} F_i(\omega) H_i \left(\omega - \frac{2\pi l}{n_i} \right) X \left(\omega - \frac{2\pi l}{n_i} \right) \quad (1)$$

$$T_0(\omega) = \sum_{i=0}^{K-1} \frac{1}{n_i} F_i(\omega) H_i(\omega) \quad (2)$$

其中, $T_0(\omega)$ 为传递函数, $X(\omega - 2\pi l/n_i), l=1,2,\dots, n_i-1$ 为混叠失真项。

根据文献[12]所提出的等价原理,非均匀余弦调制滤波器组可以通过直接合并均匀余弦调制滤波器组的子带获得,合并公式为

$$H_i(\omega) = \frac{1}{\sqrt{m_i}} \sum_{p=l_i}^{l_{i+1}-1} H_p^u(\omega) \quad (3)$$

$$F_i(\omega) = \frac{1}{\sqrt{m_i}} \sum_{q=l_i}^{l_{i+1}-1} F_q^u(\omega) \quad (4)$$

$$\text{式中, } l_i = \begin{cases} \sum_{r=0}^{i-1} m_r, & i=1,2,\dots,K \\ 0, & i=0 \end{cases}, \quad m_i = M/n_i,$$

且 M 为采样因子 $n_i, i=0,1,\dots,K-1$ 的最小公倍数,即均匀余弦调制滤波器组的通道数。 $H_p^u(\omega)$ 和 $F_q^u(\omega)$ 分别为 M 通道均匀余弦调制滤波器组的分析滤波器和综合滤波器,由原型滤波器余弦调制而来,其时域调制公式为

$$h_p^u(n) = 2h(n) \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(p + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \right) + (-1)^p \frac{\pi}{4} \right] \quad (5)$$

$$f_q^u(n) = 2h(n) \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(q + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \right) - (-1)^q \frac{\pi}{4} \right] \quad (6)$$

式中, $n=0,1,\dots,N-1, p,q=0,1,\dots,M-1, h_p^u(n)$ 和 $f_q^u(n)$ 分别为均匀滤波器组分析、综合滤波器的单位脉冲响应, $h(n)$ 为长度为 N 的原型滤波器的单位脉冲响应, D 为重构延迟。

下面建立非均匀余弦调制滤波器组的子带滤波器与原型滤波器 $h(n)$ 的函数关系。令 $\mathbf{h} = [h(0), h(1), \dots, h(N-1)]^T$ 为原型滤波器的系数,其频率响应为 $H(\omega) = \mathbf{c}^T(\omega) \mathbf{h}$,其中 $\mathbf{c}(\omega) = [1, e^{-j\omega}, \dots, e^{-j(N-1)\omega}]^T$, j 为虚数单位。根据式(3)–式(6),我们可以得出非均匀余弦调制滤波器组的分析滤波器 $H_i(\omega)$ 和综合滤波器 $F_i(\omega)$ 与原型滤波器 $\mathbf{h}$ 的关系式为

$$H_i(\omega) = \frac{1}{\sqrt{m_i}} \sum_{p=l_i}^{l_{i+1}-1} \mathbf{c}^T(\omega) \mathbf{x}_p \mathbf{h} \quad (7)$$

$$F_i(\omega) = \frac{1}{\sqrt{m_i}} \sum_{q=l_i}^{l_{i+1}-1} \mathbf{c}^T(\omega) \mathbf{l}_q \mathbf{h} \quad (8)$$

其中,

$$\mathbf{x}_p = 2 \text{diag} \left\{ \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(p + \frac{1}{2} \right) \left(0 - \frac{D}{2} \right) + (-1)^p \frac{\pi}{4} \right], \dots, \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(p + \frac{1}{2} \right) \left(N - 1 - \frac{D}{2} \right) + (-1)^p \frac{\pi}{4} \right] \right\} \quad (9)$$

$$l_q = 2\text{diag}\left\{\cos\left[\frac{\pi}{M}\left(q + \frac{1}{2}\right)\left(0 - \frac{D}{2}\right) - (-1)^q \frac{\pi}{4}\right], \dots, \cos\left[\frac{\pi}{M}\left(q + \frac{1}{2}\right)\left(N - 1 - \frac{D}{2}\right) - (-1)^q \frac{\pi}{4}\right]\right\} \quad (10)$$

结合式(2), 式(7)和式(8), 我们可以得出非均匀余弦调制滤波器组传递函数 $T_0(\omega)$ 与原型滤波器 $\mathbf{h}$ 的关系式, 即

$$T_0(\omega) = \mathbf{h}^T \mathbf{R}(\omega) \mathbf{h} \quad (11)$$

$$\mathbf{R}(\omega) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{q=l_i}^{l_{i+1}-1} \sum_{p=l_i}^{l_{i+1}-1} l_q^T \mathbf{c}(\omega) \mathbf{c}^T(\omega) \mathbf{x}_p \quad (12)$$

一个完全重构的滤波器组必须满足条件: 滤波器组的传递函数为一个纯延迟且混叠失真为零。当上述条件近似成立时, 滤波器组是近似完全重构的。在实际应用中, 近似完全重构的滤波器组比完全重构的滤波器组拥有更佳的性能^[14], 且计算的复杂度更低, 因此本文研究近似完全重构的非均匀余弦调制滤波器组的设计。

3 非均匀余弦调制滤波器组的设计

在调制滤波器组的设计中通常需要关注滤波器组的重构特性和原型滤波器的频率特性。衡量滤波器组重构特性的指标是重构误差, 由传递失真和混叠失真联合决定; 衡量原型滤波器频率特性的性能指标有原型滤波器的通带平坦性和阻带衰减^[15]。

考虑到滤波器组的混叠失真是关于原型滤波器的复杂非线性函数, 直接控制较为困难, 一般用原型滤波器的阻带能量来间接控制, 阻带能量的表达式为

$$E(\mathbf{h}) = \int_{\omega_s}^{\pi} |H(\omega)|^2 d\omega = \mathbf{h}^T \int_{\omega_s}^{\pi} \mathbf{c}^*(\omega) \mathbf{c}^T(\omega) d\omega \mathbf{h} = \mathbf{h}^T \mathbf{S} \mathbf{h} \quad (13)$$

式中 ω_s 为原型滤波器的阻带截止频率。在式(13)中, $\forall \mathbf{h}, E(\mathbf{h}) \geq 0$, 等号成立当且仅当 $\mathbf{h}$ 是零向量, 因此矩阵 $\mathbf{S}$ 是一个正定矩阵。

小的传递失真和低的阻带能量可以保证获得整体性能较好的滤波器组。因此本文将非均匀滤波器组的设计问题归纳为一个无约束的优化问题, 目标函数就是非均匀滤波器组传递失真和原型滤波器阻带能量的加权和, 表示为

$$\min_{\mathbf{h}} \Phi(\mathbf{h}) = \alpha \int_0^{2\pi} |\mathbf{h}^T \mathbf{R}(\omega) \mathbf{h} - e^{-jD\omega}|^2 d\omega + (1-\alpha) \mathbf{h}^T \mathbf{S} \mathbf{h} \quad (14)$$

式中, $\alpha \in (0,1)$ 为权值, 参数 α 的选取原则是尽可能平衡传递失真和混叠失真(间接由阻带能量控制), 使得滤波器组的重构误差尽可能小。目标函数的第1项控制传递失真, 第2项控制阻带能量。从目

标函数的表达式可以看出, 目标函数 $\Phi(\mathbf{h})$ 是关于原型滤波器 $\mathbf{h}$ 的四次函数, 直接求解较为困难。本文采用线性迭代算法来求解该问题。首先设计一个初始原型滤波器 $\mathbf{h}_0$, 然后将初始原型滤波器 $\mathbf{h}_0$ 代入式(14), 目标函数 $\Phi(\mathbf{h})$ 转换为

$$\begin{aligned} \Phi_{h_0}(\mathbf{h}) &= \alpha \int_0^{2\pi} |\mathbf{h}_0^T \mathbf{R}(\omega) \mathbf{h} - e^{-jD\omega}|^2 d\omega \\ &\quad + (1-\alpha) \mathbf{h}^T \mathbf{S} \mathbf{h} \\ &= \mathbf{h}^T [\alpha \mathbf{P}(\mathbf{h}_0) + (1-\alpha) \mathbf{S}] \mathbf{h} \\ &\quad - 2\alpha \mathbf{h}^T \mathbf{b}(\mathbf{h}_0) + 2\alpha\pi \\ &= \mathbf{h}^T \mathbf{B}(\mathbf{h}_0) \mathbf{h} - 2\alpha \mathbf{h}^T \mathbf{b}(\mathbf{h}_0) + 2\alpha\pi \end{aligned} \quad (15)$$

式中, 向量 $\mathbf{b}(\mathbf{h}_0)$ 和矩阵 $\mathbf{P}(\mathbf{h}_0)$ 的表达式分别为

$$\mathbf{b}(\mathbf{h}_0) = \text{Re}\left\{\int_0^{2\pi} e^{jD\omega} \mathbf{R}^T(\omega) d\omega\right\} \mathbf{h}_0 \quad (16)$$

$$\mathbf{P}(\mathbf{h}_0) = \int_0^{2\pi} \mathbf{R}^T(\omega) \mathbf{h}_0 \mathbf{h}_0^T \mathbf{R}^*(\omega) d\omega \quad (17)$$

其中, $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取实操作。 $\Phi_{h_0}(\mathbf{h})$ 的梯度向量为

$$\nabla \Phi_{h_0}(\mathbf{h}) = 2\mathbf{B}(\mathbf{h}_0) \mathbf{h} - 2\alpha \mathbf{b}(\mathbf{h}_0) \quad (18)$$

类似于矩阵 $\mathbf{S}$ 的分析, 可以证明矩阵 $\mathbf{P}(\mathbf{h}_0)$ 也是一个正定矩阵。进而, $\forall \alpha \in (0,1)$, 矩阵 $\mathbf{B}(\mathbf{h}_0) = \alpha \mathbf{P}(\mathbf{h}_0) + (1-\alpha) \mathbf{S}$ 是正定的。因此函数 $\Phi_{h_0}(\mathbf{h})$ 是凸二次函数, 其梯度为零的解就是该函数的最小值点。令 $\nabla \Phi_{h_0}(\mathbf{h}) = \mathbf{0}$, 计算可得最小值点为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{\min} &= [\mathbf{B}(\mathbf{h}_0)]^{-1} \alpha \mathbf{b}(\mathbf{h}_0) \\ &= [\alpha \mathbf{P}(\mathbf{h}_0) + (1-\alpha) \mathbf{S}]^{-1} \alpha \mathbf{b}(\mathbf{h}_0) \end{aligned} \quad (19)$$

需要注意的是, $\mathbf{h}_{\min}$ 并不是优化问题式(14)的最优解。需要迭代求解 $\mathbf{h}_{\min}$ 直到 $\mathbf{h}_{\min}$ 非常接近 $\mathbf{h}_0$, 才能达到最小化目标函数 $\Phi(\mathbf{h})$ 的效果。总结上述分析, 得出问题式(14)的求解算法步骤如下:

第1步 初始化原型滤波器, 即设计一个长度为 N 的低通滤波器 $\mathbf{h}_0$;

第2步 利用式(19), 将 $\mathbf{h}_0$ 代入求解获得 $\mathbf{h}_{\min}$;

第3步 判断 $\|\mathbf{h}_{\min} - \mathbf{h}_0\|_2 < \delta$ (δ 是一个给定的小正数)是否成立。若成立, 则终止迭代, 输出 $\mathbf{h}_{\min}$; 否则令 $\mathbf{h}_0 = (\mathbf{h}_{\min} + \mathbf{h}_0)/2$, 返回第2步继续进行迭代过程。

相比于文献[12]算法采用直接合并的方法, 本文算法增加了一个优化过程, 计算量有所增加。本文中, 通过迭代方法来设计一个整体性能良好的原型滤波器, 单步迭代中原型滤波器有闭式解, 计算复杂度来源于单步迭代中的计算量, 包括矩阵求逆和矩阵-向量相乘, 以及向量 $\mathbf{b}(\mathbf{h}_0)$ 和矩阵 $\mathbf{B}(\mathbf{h}_0)$ 的计算量。总体而言, 所增加的计算复杂度较小。

另外, 类似于文献[15]中算法, 本文采用的线性

迭代算法是一种修正牛顿法。可以证明,本文算法是收敛的^[15]。

4 仿真结果与分析

在这一小节将给出本文算法与现有算法的仿真对比,所有的仿真都在相同的运行环境下进行。

例 1 设计一个非均匀余弦调制滤波器组: $K=5, n_i=[2, 4, 8, 16, 16]$, 分别采用文献[12]算法和本文方法设计。在文献[12]算法,通过子带合并的方式将一个均匀滤波器组转换成一个非均匀滤波器组。其中,均匀滤波器组采用文献[16]中的算法设计,通道数为16,原型滤波器长度为256。在本文设计算法中,其相关参数为 $M=16, N=256, D=N-1, \omega_s=\pi/M, \alpha=5/54, \delta=2.5 \times 10^{-7}$,采用直接优化的方式来设计该非均匀滤波器组。为了比较的公平性,本文算法迭代所用的初始滤波器,与文献[12]算法用于合并的均匀滤波器组的原型滤波器相同。图2和图3分别给出了两个非均匀余弦调制滤波器组的原型滤波器的幅度响应和分析滤波器组的幅度响应。从图2可以看出本文算法与文献[12]算法所得的原型滤波器都具有较好的频率特性,具有高的阻带衰减,小的通带波动。图3说明了非均匀余弦调制滤波器组的每个分析滤波器都保留了原型滤波器良好

的频率特性。图4给出了本文算法的目标函数值随迭代次数的变化曲线。从图4我们可以发现目标函数值在经过几次迭代之后就趋于不变,即验证了本文优化算法的快速收敛性。表1分别陈列了两个非均匀滤波器组的传递失真、混叠失真、重构误差以及其原型滤波器的阻带衰减。从表1可以看出,本文算法设计所得的非均匀滤波器组比文献[12]设计所得的滤波器组具有更好的整体性能,其重构误差降低了一个数量级。

例 2 用本文算法和现有算法分别设计采样因子为 $[4, 4, 2]$ 的3通道非均匀滤波器组,然后进行性能分析与比较。本文算法的相关参数为: $K=3, n_i=[4, 4, 2], M=4, \omega_s=\pi/M, D=N-1$ 。当 $N=44$ 时, $\alpha=0.5, \delta=1.0 \times 10^{-6}$;当 $N=64$ 时, $\alpha=0.4, \delta=1.0 \times 10^{-7}$ 。表2给出了本文算法与现有算法设计所得的非均匀余弦调制滤波器组的重构误差以及其原型滤波器的阻带衰减。通过比较本文算法与文献[12]算法可以看出,本文所采用的直接优化非均匀滤波器的方法比直接合并方法效果更好,所获得的非均匀滤波器组整体性能更佳,重构误差更小。通过比较本文算法与另外几个算法可以看出,本文算法获得的非均匀滤波器组重构误差更小,即重构性能更好,可以更准确地恢复原信号。

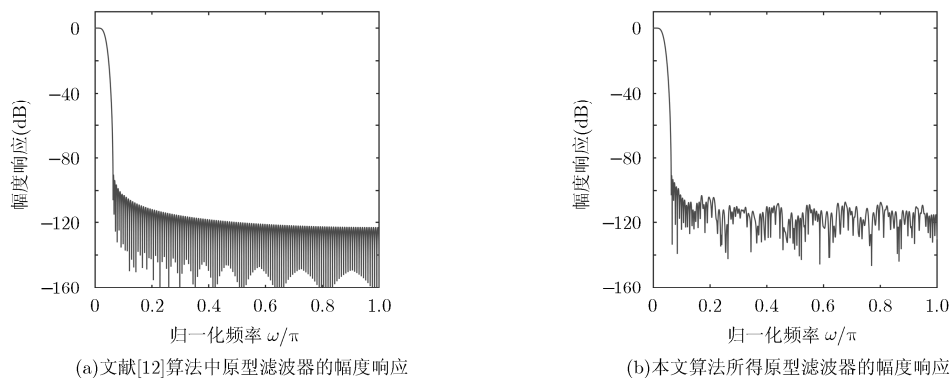


图2 原型滤波器的幅度响应

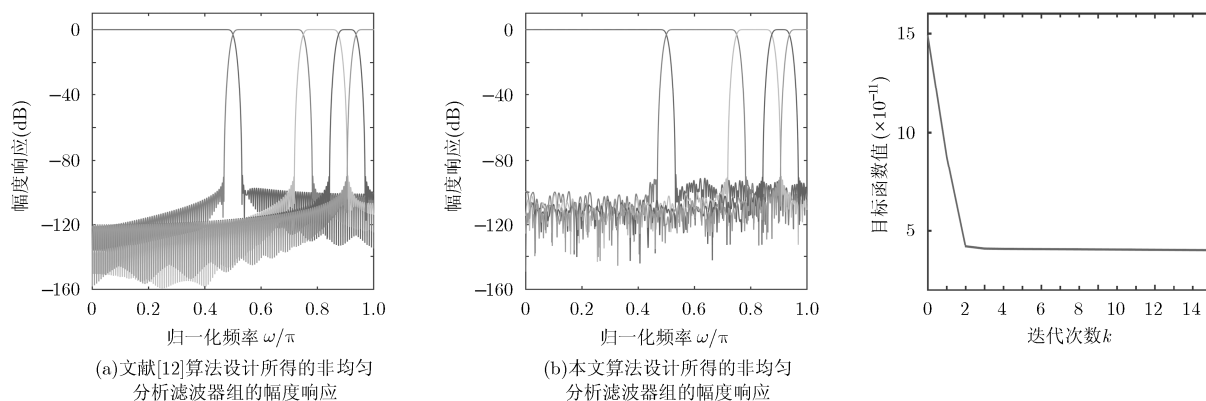


图3 非均匀分析滤波器组的幅度响应

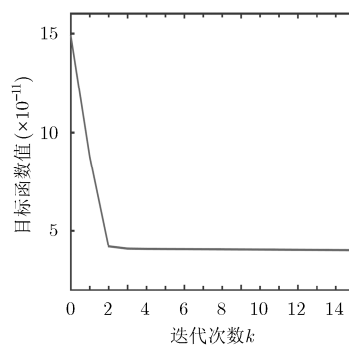


图4 目标函数随迭代次数的变化曲线

表1 本文算法与文献[12]算法的性能对比

设计算法	传递失真 (dB)	混叠失真 (dB)	阻带衰减 (dB)	重构误差
文献[12] 算法	-88.92	-115.91	-81.93	1.04×10^{-9}
本文算法	-101.31	-114.22	-82.13	1.92×10^{-10}

表2 本文算法与现有算法的性能对比

设计算法	原型滤波器 长度(N)	阻带衰减 (dB)	重构误差
文献[19]	63	-110	7.80×10^{-3}
文献[18]	48	-80	3.11×10^{-3}
文献[13]	45	-80	2.60×10^{-3}
文献[12]	44	-57	3.24×10^{-8}
文献[12]	64	-82	2.44×10^{-10}
本文算法	44	-56	1.28×10^{-8}
本文算法	64	-82	1.42×10^{-10}

5 结束语

本文围绕非均匀余弦调制滤波器组的设计问题,提出了基于直接优化的设计算法。在该算法中,把非均匀滤波器组的设计问题归结为一个关于原型滤波器的四次优化问题,其目标函数是非均匀滤波器组传递失真与原型滤波器阻带能量的加权和,最后利用线性迭代方法求解。仿真结果表明,相比于现有设计算法,本文算法能够设计得到整体性能更好的非均匀余弦调制滤波器组。

参考文献

- [1] VAIDYANATHAN P P. Multirate Systems and Filter Banks[M]. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1993: 188-272.
- [2] 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. doi: 10.3969/j.issn.1007-0249.2012.01.013.
- [3] JAIN A and GOEL A. A multiobjective optimization method for designing M-channel NPR cosine modulated filter bank for image compression[J]. *Engineering*, 2015, 7(2): 93-100. doi: 10.4236/eng.2015.72008.
- [4] RAJAPAKSHA N, MADANAYAKE A, and BRUTON L T. 2D space-time wave-digital multi-fan filter banks for signals consisting of multiple plane waves[J]. *Multidimensional Systems and Signal Processing*, 2014, 25(1): 17-39. doi: 10.1007/s11045-012-0183-6.
- [5] SCHWERDTFEGGER T, VELTEN J, and KUMMERT A. A multidimensional wave digital filter bank for video-based motion analysis[J]. *Multidimensional Systems and Signal Processing*, 2014, 25(2): 295-311. doi: 10.1007/s11045-012-0221-4.
- [6] AMBEDE A, SMITHA K G, and VINOD A P. Flexible low complexity uniform and nonuniform digital filter banks with high frequency resolution for multistandard radios[J]. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 2015, 23(4): 631-641. doi: 10.1109/TVLSI.2014.2317811.
- [7] JAWAS N, ARIFIN A Z, WIJAYA A Y, et al. Non-uniform decimation-free directional filter bank using histogram analysis for image enhancement[C]. International Conference on Information, Communication Technology and System (ICTS), Surabaya, 2014: 147-152. doi: 10.1109/ICTS.2014.7010574.
- [8] 蒋俊正, 王小龙, 水鹏朗. 一种设计 DFT 调制滤波器组的新算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2010, 37(4): 689-693. doi: 10.3969/j.issn.1001-2400.2010.04.019.
- [9] 钟微, 谢雪梅, 石光明. 一种灵活的图像频谱分割与去噪方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2007, 34(6): 935-938. doi: 10.3969/j.issn.1001-2400.2007.06.017.
- [10] HOANG P Q and VAIDYANATHAN P P. Nonuniform multirate filter banks: theory and design[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Portland, 1989: 371-374. doi: 10.1109/ISCAS.1989.100368.
- [11] COX R V. The design of uniformly and nonuniformly spaced pseudoquadrature mirror filter[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1986, 34(5): 1090-1096. doi: 10.1109/TASSP.1986.1164945.
- [12] LI J L, TRUONG Q N, and SAWASD T. A simple design method for near-perfect-reconstruction nonuniform filter banks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(8): 2105-2109. doi: 10.1109/78.611222.
- [13] MANEESHA K and CHRIS PREMA S. A channel combiner approach for the design of near perfect reconstruction non uniform filter banks[C]. International Conference on Communications and Signal Processing, Melmaruvathur, 2014: 419-423. doi: 10.1109/ICCSP.2014.6949875.

- [14] WILBUR M R, DAVIDSON T N, and REILLY J P. Efficient design of oversampled NPR GDFT filter banks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(7): 1947–1963. doi: 10.1109/TSP.2004.828936.
- [15] JIANG J Z, OUYANG S, and ZHOU F. Design of NPR DFT-modulated filter banks via iterative updating algorithm[J]. *Circuits Systems & Signal Processing*, 2013, 32(3): 1351–1362. doi: 10.1007/s00034-012-9515-x.
- [16] ZHANG Z J. Efficient design of cosine modulated filter banks based on gradient information[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(12): 940–943. doi: 10.1109/LSP.2007.906624.
- [17] CHEN D, QU D M, JIANG T, *et al.* Prototype filter optimization to minimize stopband energy with NPR constraint for filter bank multicarrier modulation systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(1): 159–169. doi: 10.1109/TSP.2012.2222397.
- [18] KUMAR A, SINGH G K, and ANURAG S. Design of nearly perfect reconstructed non-uniform filter bank by constrained equiripple FIR technique[J]. *Applied Soft Computing*, 2013, 1(1): 353–360. doi: 10.1016/j.asoc.2012.08.024.
- [19] XIE X M, CHAN S C, and YUK T I. Design of perfect-reconstruction nonuniform recombination filter banks with flexible rational sampling factors[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2005, 52(9): 1965–1981. doi: 10.1109/TCSI.2005.852009.
- [20] CHERUBINI G, ELEFTHERIOU E, and OLCER S. Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2002, 20(5): 1016–1028. doi: 10.1109/JSAC.2002.1007382.
- 蒋俊正: 男, 1983 年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为多速率滤波器组理论与应用、通信信号处理.
- 江 庆: 男, 1991 年生, 硕士生, 研究方向为多速率滤波器组的设计及应用.
- 欧阳缮: 男, 1960 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为自适应信号处理、通信信号处理.