

基于相位调制的非均匀 DFT 调制滤波器组的构造算法

周芳^{*①②} 水鹏朗^①

^①(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

^②(桂林电子科技大学生命与环境科学学院 桂林 541004)

摘要: 由于具有灵活的频率划分能力,非均匀滤波器组在语音、图像等信号的处理中有着广泛的应用。该文针对非均匀 DFT 调制滤波器组无法直接合并构造的缺点,提出一种基于相位调制的构造方法。在该方法中,非均匀 DFT 调制滤波器组的子带滤波器由均匀 DFT 调制滤波器组经子带合并和相位调制获得。构造所得的非均匀滤波器组与原均匀滤波器组的重构特性近似相等。同时推导出非均匀子带滤波器具备良好频率特性的条件。理论分析和仿真结果均表明了所提的构造方法的有效性。

关键词: 离散傅里叶变换调制;非均匀滤波器组;子带合并;相位调制

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)09-2169-06

DOI: 10.11999/JEIT170040

Construction of Nonuniform DFT Modulated Filter Banks via Phase Modulation

ZHOU Fang^{①②} SHUI Penglang^①

^①(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(School of Life and Environmental Sciences, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: Owing to its flexible frequency decomposition ability, nonuniform filter banks are widely applied to speech and image signal processing. However, the nonuniform Discrete Fourier Transform (DFT) modulated filter bank can not be constructed by directly merging certain subbands of the uniform one. In order to overcome this deficiency, a novel construction approach is proposed, in which the subband filters of the nonuniform filter bank are obtained by jointly employing the subband merging and phase modulation of the uniform one. The resultant nonuniform filter bank exhibits the very approximate overall performance as the uniform one. Moreover, the conditions are derived for the nonuniform DFT modulated filter banks to possess satisfactory frequency characteristics. Both the theoretical analysis and simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Key words: DFT modulated; Nonuniform filter bank; Subband merging; Phase modulation

1 引言

非均匀滤波器组由于具有灵活的频率划分特性,广泛应用于人类听觉辅助系统、心电信号处理和图像处理等领域^[1-5]。非均匀调制滤波器组的设计和实现相对简单,因而更受欢迎。类似于均匀调制滤波器组^[6,7],非均匀调制滤波器组包括:非均匀余弦调制滤波器组^[8-13]和非均匀DFT调制滤波器组^[14-17]。其中,非均匀DFT调制滤波器组将输入信号的正负频率分量划分到不同的子带中,尤其适合于处理复

值信号和构造方向滤波器组^[18]。对于非均匀DFT调制滤波器组,现有的设计算法分为两类。第1类设计方法是基于过渡滤波器和均匀滤波器组来构造非均匀的滤波器组^[15]。该类方法通过一组过渡滤波器来衔接多个均匀滤波器组,从而获取非均匀滤波器组。即便均匀滤波器组有着良好的频率特性,但是过渡滤波器的过渡带性能较差,严重影响了非均匀滤波器组的频率特性。此外,该类方法计算复杂度高,涉及多个不同频率划分均匀滤波器组以及过渡滤波器的设计。第2类是基于全通变换的设计方法。在文献^[16]和文献^[17]中,全通滤波器用于构造非均匀滤波器组的分析滤波器,综合滤波器通过优化方法来设计。设计得到的非均匀滤波器组是完全重构的,但是综合滤波器频率特性较差。因此,非均匀DFT

收稿日期: 2017-01-11; 改回日期: 2017-04-12; 网络出版: 2017-06-14

*通信作者: 周芳 fangzhou@stu.xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61261032)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61261032)

调制滤波器组的设计仍然有待深入研究。

不同于非均匀余弦调制滤波器组,仅通过子带合并无法获取整体性能良好的非均匀 DFT 调制滤波器组。为此,本文提出了一种全新的非均匀 DFT 调制滤波器组构造方法,其子带滤波器由均匀滤波器组经过子带合并和相位调制获得。该方法只需设计一个均匀滤波器组,算法复杂度低。设计所得的非均匀 DFT 调制滤波器组与均匀滤波器组具有十分近似的重构特性。同时,推导出非均匀滤波器组具备良好频率特性的条件。理论分析和仿真结果均表明了本文提出的非均匀 DFT 调制滤波器组设计算法的优越性。

2 均匀 DFT 调制滤波器组的基本结构

本文基于均匀 DFT 调制滤波器组的子带合并来设计非均匀 DFT 调制滤波器组,故在第 2 节回顾均匀 DFT 调制滤波器组的基本结构。

图 1 给出了通道数为 M 、采样因子为 K 的均匀滤波器组的基本结构^[6]。 $X(z)$, $\bar{X}(z)$ 分别为输入信号和输出信号, $H_i(z)$, $F_i(z)$, $i = 0, 1, \dots, M-1$ 分别代表一组分析滤波器和一组综合滤波器。所有的子带滤波器通过对原型滤波器 $H(z)$ 进行 DFT 调制得到。

$$F_k(z) = H_k(z) = W_M^{kD/2} H(zW_M^k), k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (1)$$

式中, $W_M = e^{-j2\pi/M}$, D 为延迟因子。输出信号表示为

$$\bar{X}(\omega) = T(\omega)X(\omega) + \sum_{l=1}^{K-1} A_l(\omega)X\left(\omega - \frac{2\pi l}{K}\right) \quad (2)$$

其中, 传递函数 $T(\omega)$ 和混叠函数 $A_l(\omega)$, $l = 1, 2, \dots, K-1$ 由式(3)定义

$$\begin{aligned} T(\omega) &= \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} W_M^{mD} H^2\left(\omega - \frac{2\pi m}{M}\right), \\ A_l(\omega) &= \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{M-1} W_M^{mD} H\left(\omega - \frac{2\pi m}{M} - \frac{2\pi l}{K}\right) H\left(\omega - \frac{2\pi m}{M}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

当传递函数 $T(\omega)$ 为纯延迟且所有的混叠传递

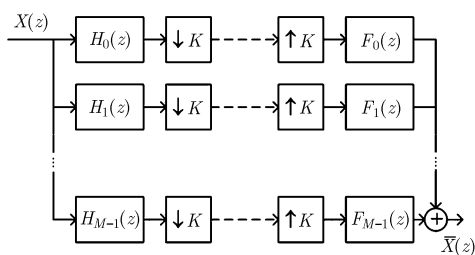


图 1 均匀滤波器组的基本结构

函数 $A_l(\omega)$, $l = 1, 2, \dots, K-1$ 为零, 该滤波器组是完全重构的。当这些条件近似满足时, 该滤波器组是近似完全重构的。当 $M > K$ 时, 称该均匀滤波器组是过采样的。文献[6]指出只有过采样的均匀 DFT 调制滤波器组才能具备良好的整体性能。

3 非均匀 DFT 调制滤波器组的构造和特性分析

本节首先介绍非均匀 DFT 调制滤波器组的构造方法, 然后从重构特性和频率特性两个方面分析非均匀 DFT 调制滤波器组具有良好整体性能的条件, 最后总结非均匀 DFT 调制滤波器组的构造流程。

3.1 非均匀 DFT 调制滤波器组的构造

图 2 描述了通道数为 N 、采样因子为 $\{n_0, n_1, \dots, n_{N-1}\}$ 的非均匀滤波器组的基本结构^[1]。 $X(z)$, $\bar{X}(z)$ 分别为输入信号和输出信号, $\tilde{H}_i(z)$, $\tilde{F}_i(z)$, $i = 0, 1, \dots, N-1$ 分别代表非均匀滤波器组的分析滤波器组和综合滤波器组。如果采样因子满足 $\sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{n_i} > 1$,

则该滤波器组是过采样的。为了便于分析, 假定采样因子 $\{n_0, n_1, \dots, n_{N-1}\}$ 的最小公倍数为 K , 令 $l_i = K/n_i$, $i = 0, 1, \dots, N-1$ 和 $M = \sum_{i=0}^{N-1} l_i$ 。本文中, 非均匀 DFT 调制滤波器组由通道数为 M 、采样因子为 K 的均匀滤波器组来构造, 其构造公式为

$$\tilde{H}_i(z) = \frac{1}{\sqrt{l_i}} \sum_{k=m_i}^{m_{i+1}-1} H_k(z) e^{j\theta_k}, \tilde{F}_i(z) = \frac{1}{\sqrt{l_i}} \sum_{k=m_i}^{m_{i+1}-1} F_k(z) e^{-j\theta_k} \quad (4)$$

式中, $m_i = \begin{cases} 0, & i = 0 \\ \sum_{j=0}^{i-1} l_j, & i = 1, 2, \dots, N \end{cases}$, $e^{\pm j\theta_k}$ 代表相位调制。式(4)表明, 非均匀 DFT 滤波器组的第 i 子带滤波器是通过合并 l_i 个相邻的并经相位调制的均匀滤波器组的子带构成。后续分析表明, 引入相位调制是保证非均匀 DFT 调制滤波器组能够具备近似完全重构特性的有效途径。

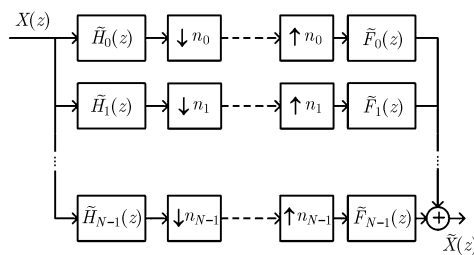


图 2 非均匀滤波器组的基本结构

基于式(4)，非均匀滤波器组的输入输出关系为

$$\bar{X}(\omega) = \tilde{T}(\omega)X(\omega) + \sum_{l=1}^P \tilde{A}_l(\omega)X(\omega - \Delta\omega_l),$$

$$\Delta\omega_l \in \phi, \quad \phi = \{\text{unique}\{2\pi k/n_i\}, i = 0, 1, \dots, N-1, k = 1, 2, \dots, n_i - 1\}$$
 (5)

其中，unique{} 表示去重复操作，P 代表集合 φ 的大小。传递函数 $\tilde{T}(\omega)$ 和混叠函数 $\tilde{A}_l(\omega), l = 1, 2, \dots, P$ 表示为

$$\tilde{T}(\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{n_i} \tilde{H}_i(\omega) \tilde{F}_i(\omega)$$
 (6a)

$$\tilde{A}_l(\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{n_i} \sum_{\substack{k=1 \\ \frac{2\pi k}{n_i} = \Delta\omega_l}}^{n_i-1} \tilde{H}_i(\omega - \Delta\omega_l) \tilde{F}_i(\omega)$$
 (6b)

3.2 非均匀 DFT 调制滤波器组的重构特性

滤波器组的整体性能包括重构特性和频率特性。其中，重构特性的指标包括传递失真和混叠失真。首先分析非均匀和均匀 DFT 调制滤波器组的传递函数之间的关系。将式(4)代入式(6a)，整理得出

$$\begin{aligned} \tilde{T}(\omega) = & \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=m_i}^{m_{i+1}-1} H_k^2(\omega) \\ & + \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=m_i}^{m_{i+1}-2} \left(H_k(\omega) e^{j\theta_k} H_{k+1}(\omega) e^{-j\theta_{k+1}} \right. \\ & \left. + H_{k+1}(\omega) e^{j\theta_{k+1}} H_k(\omega) e^{-j\theta_k} \right) \\ & + \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=m_i}^{m_{i+1}-1} \sum_{\substack{v=m_i \\ v-k \geq 2}}^{m_{i+1}-1} \left(H_k(\omega) e^{j\theta_k} H_v(\omega) e^{-j\theta_v} \right. \\ & \left. + H_v(\omega) e^{j\theta_v} H_k(\omega) e^{-j\theta_k} \right) \end{aligned}$$
 (7)

如果调制相位取为 $\theta_k = (-1)^k (2l + 1)\pi / 4, 0 \leq l \leq 3$ ， $\cos(\theta_k - \theta_{k+1})$ 为零，故式(7)中第 2 项为零。不失一般性，假定 $\theta_k = (-1)^k \pi / 4$ 。如果不进行相位调制(即直接合并子带)，就无法保证滤波器组具有低的传递失真。另外，当原型滤波器具备高的阻带衰减且阻带截止频率满足 $\omega_s \leq \frac{4\pi}{M} - \omega_s$ (即 $\omega_s \leq \frac{2\pi}{M}$)，子带滤波器 $H_k(\omega)$ 和 $F_v(\omega) (v - k \geq 2)$ 几乎不重叠，式(7)中第 3 项的取值将非常小，可忽略。此时，非均匀滤波器组的传递函数 $\tilde{T}(\omega)$ 近似等于均匀滤波器组的传递函数 $T(\omega)$

$$\tilde{T}(\omega) \approx \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=m_i}^{m_{i+1}-1} H_k^2(\omega) = T(\omega)$$
 (8)

接下来分析非均匀滤波器组的混叠函数。通常而言，均匀滤波器组的原型滤波器阻带截止频率设置为 $\omega_s = \pi / K$ [6]。根据式(4)，子带滤波器 $\tilde{F}_i(\omega)$ 的

阻带截止频率为 $\omega_i \pm \left[\frac{(l_i - 1)\pi}{M} + \frac{\pi}{K} \right]$ ，其中 ω_i 表示 $\tilde{F}_i(\omega)$ 的中心频率。 $\tilde{H}_i(\omega - \Delta\omega_l)$ 由 $\tilde{H}_i(\omega)$ 经频率平移得到，平移量为 $\Delta\omega_l = 2\pi k / n_i, k = 1, 2, \dots, n_i - 1$ 。在所有的平移分量中， $\tilde{H}_i(\omega - 2\pi / n_i)$ 与 $\tilde{F}_i(\omega)$ 在频谱上最为接近，其左侧的阻带截止频率为 $\omega_i - \frac{l_i - 1}{M} \pi - \frac{\pi}{K} + \frac{2\pi}{n_i}$ ，如图 3 所示。对于过采样情况 ($M > K$)， $\tilde{H}_i(\omega - 2\pi / n_i)$ 与 $\tilde{F}_i(\omega)$ 的通带和过渡带没有重叠，只要原型滤波器具备高的阻带衰减，非均匀滤波器组的混叠失真就比较小。

根据以上分析，性质 1 对非均匀滤波器组的近似完全重构条件进行总结。

性质 1 若均匀 DFT 调制滤波器组是近似完全重构的，同时其原型滤波器具备高的阻带衰减且阻带截止频率 $\omega_s = \min(2\pi / M, \pi / K)$ ，那么由式(4)构造的非均匀 DFT 调制滤波器组也是近似完全重构的。

3.3 非均匀 DFT 调制滤波器组的频率特性

本节将着重分析非均匀 DFT 调制滤波器组的频率特性，包括通带平坦性和阻带特性。图 4 给出了通过均匀 DFT 调制滤波器组子带合并获得非均匀滤波器组子带滤波器的示意图。可以看出，非均匀滤波器组的子带滤波器的阻带特性和原型滤波器的阻带特性近似。但是，子带滤波器的通带是由 l_i 个均匀滤波器组的子带 $\{H_{m_i}(\omega), H_{m_i+1}(\omega), \dots, H_{m_{i+1}-1}(\omega)\}$ 两两相

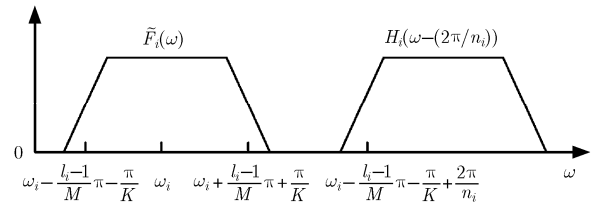


图 3 混叠函数分析示意图

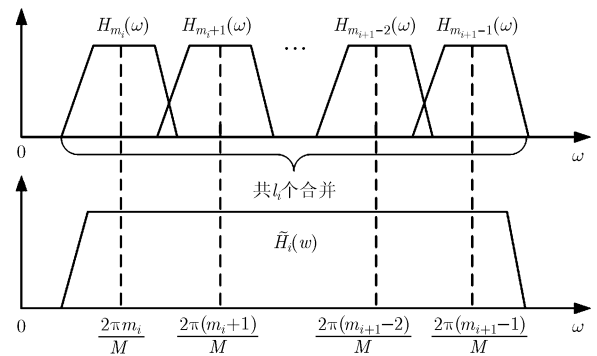


图 4 通带特性分析示意图

邻合并构成, 在频率 $\omega \in [2\pi m/M, 2\pi(m+1)/M]$, $m = m_i, m_i + 1, \dots, m_{i+1} - 2$ 范围内(图中用虚线表示)的频率选择特性需要着重分析。假定原型滤波器 $H(z)$ 长度为 L 且满足线性相位特性, 其频率响应函数可以表示为 $H(\omega) = \exp(-j(L-1)\omega/2)H_R(\omega)$, 其中 $H_R(\omega)$ 是关于频率 ω 的实函数。代入式(4), 非均匀滤波器组的分析滤波器可表示为

$$\tilde{H}_i(\omega) = \frac{1}{\sqrt{l_i}} \sum_{k=m_i}^{m_{i+1}-1} \exp\left(-j\frac{L-1}{2}\left(\omega - \frac{2\pi k}{M}\right)\right) \cdot H_R\left(\omega - \frac{2\pi k}{M}\right) W_M^{kD/2} e^{j\theta_k} \quad (9)$$

由文献[6]可知, 线性相位滤波器组的系统延迟为 $D = L - 1$ 。因此, 式(9)简化为

$$\tilde{H}_i(\omega) = \frac{1}{\sqrt{l_i}} \sum_{k=m_i}^{m_{i+1}-1} \exp\left(-j\frac{L-1}{2}\omega + j\theta_k\right) H_R\left(\omega - \frac{2\pi k}{M}\right) \quad (10)$$

假设原型滤波器具有高的阻带衰减, 在频率 $\omega \in [2\pi m/M, 2\pi(m+1)/M]$ 范围内, $\tilde{H}_i(\omega)$ 主要由 $H_m(\omega)e^{j\theta_m}$ 和 $H_{m+1}(\omega)e^{j\theta_{m+1}}$ 决定, 即

$$\begin{aligned} |\tilde{H}_i(\omega)| &\approx \frac{1}{\sqrt{l_i}} \left| \sum_{k=m}^{m+1} \exp\left(-j\frac{L-1}{2}\omega + j\theta_k\right) H_R\left(\omega - \frac{2\pi k}{M}\right) \right| \\ &= \frac{1}{\sqrt{l_i}} \sqrt{H_R^2\left(\omega - \frac{2\pi m}{M}\right) + H_R^2\left(\omega - \frac{2\pi(m+1)}{M}\right)} \end{aligned} \quad (11)$$

另一方面, 均匀滤波器组的传递失真 $T(\omega)$ 在频率 $\omega \in [2\pi m/M, 2\pi(m+1)/M]$ 范围内近似等于

$$\begin{aligned} |T(\omega)| &\approx \left| \frac{1}{K} \left(H_m^2(\omega) + H_{m+1}^2(\omega) \right) \right| \\ &= \frac{1}{K} \left(H_R^2\left(\omega - \frac{2\pi m}{M}\right) + H_R^2\left(\omega - \frac{2\pi(m+1)}{M}\right) \right) \end{aligned} \quad (12)$$

联立式(11)和式(12), 得出

$$\begin{aligned} |\tilde{H}_i(\omega)| &\approx \sqrt{n_i \cdot |T(\omega)|}, \\ \omega &\in [2\pi m/M, 2\pi(m+1)/M] \end{aligned} \quad (13)$$

当均匀滤波器组具备低的传递失真时, 非均匀滤波器组的子带滤波器 $\tilde{H}_i(\omega)$ 具备平坦的通带。这个结论同样适用于综合滤波器 $\tilde{F}_i(\omega)$ 。性质 2 对非均匀子带滤波器的通带平坦性条件进行总结。

性质 2 若均匀 DFT 调制滤波器组具备低的传递失真, 并且其原型滤波器具备高的阻带衰减和线性相位特性, 那么由式(4)构造的非均匀 DFT 调制滤波器组的子带滤波器具备平坦的通带。

性质 1 和性质 2 表明, 构造一个拥有良好整体性能的非均匀 DFT 调制滤波器组要求相应的均匀滤波器组具备线性相位特性和近似完全重构特性,

同时其原型滤波器具备高的阻带衰减。而具备这些特性的均匀 DFT 调制滤波器组可以由现有算法^[6]设计得到。综上所述, 本文所提出的非均匀 DFT 调制滤波器组的构造流程为:

第 1 步 设置非均匀 DFT 调制滤波器组的采样因子 $n_i, i = 0, 1, \dots, N - 1$;

第 2 步 计算所对应的均匀滤波器组的采样因子 $K = LCM\{n_i\}$ 和通道数 $M = \sum_{i=0}^{N-1} l_i, l_i = K/n_i$;

第 3 步 采用文献[6]算法设计线性相位的均匀滤波器组, 其中原型滤波器的阻带截止频率设置为 $\omega_s = \min(2\pi/M, \pi/K)$;

第 4 步 根据式(4), 构造非均匀滤波器组的各个子带滤波器。

4 仿真结果与分析

在本节中, 我们给出非均匀滤波器组的构造例子, 并将本文的构造方法与现有的设计算法进行比较, 给出性能分析。非均匀滤波器组的性能指标包括:

(1) 传递失真: $\varepsilon_t = \max_{\omega \in [-\pi, \pi]} \{|\tilde{T}(\omega) - e^{-jD\omega}|\}$;

(2) 混叠失真: $\varepsilon_a = \max_{\omega \in [-\pi, \pi]} \{|\tilde{A}_l(\omega)|\};$
 $l=1, \dots, P$

(3) 重构误差: 输入信号 $x(n)$ 与输出信号 $\tilde{x}(n)$ 的均方误差;

(4) 阻带衰减: 滤波器的归一化幅度在阻带区域的最大值。

例 1 本例中考虑设计一个 32 通道的非均匀 DFT 调制滤波器组。为了与文献[15]比较, 本例中采样因子设置为 $\left\{ \underbrace{20, \dots, 20}_{共24个}, \underbrace{10, \dots, 10}_{共8个} \right\}$ (所获取的频率划分与

文献[15]中图 5 近似)。采用第 3 节的方法构造非均匀滤波器组, 其由一个 40 通道的过 2 采样的均匀 DFT 调制滤波器组经过子带合并和相位调制构造得到, 原型滤波器的长度设置为 $L = 161$ 。原型滤波器和非均匀 DFT 调制滤波器的子带滤波器的幅度响应如图 5 所示。表 1 给出了文献[15]方法和本文方法所设计的非均匀滤波器组的性能指标, 均匀 DFT 调制滤波器组的性能指标也列于表 1 中。与文献[15]相比, 本文方法所获得的非均匀滤波器组的重构特性更好。从文献[15]的图 4 发现, 文献[15]方法设计所得的非均匀滤波器组中过渡滤波器的频率特性很差, 而本文方法设计所得的非均匀滤波器组的子带滤波器的频率特性良好。此外, 非均匀滤波器组与均匀滤波器组具有近似的整体性能, 从而印证了上述理论分析的正确性。

表 1 例 1 文献[15]方法和本文方法所设计的非均匀滤波器组性能对比

滤波器组	传递失真 (dB)	混叠失真 (dB)	重构误差 (dB)	阻带衰减 (dB)
文献[15]方法	-40	-	-40	-
本文方法	-63.14	-56.67	-59.73	-42.51
文献[6]方法(均匀滤波器组)	-63.15	-56.65	-57.82	-42.51

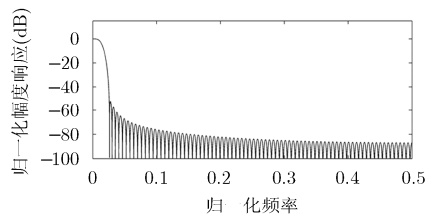
目前，基于全通变换的方法是设计非均匀 DFT 调制滤波器组的常用算法。文献[17]通过全通变换构造非均匀 DFT 调制滤波器组，并通过二次规划优化设计性能。在例 2 中，我们将本文方法和文献[17]方法进行比较。

例 2 考虑一个 8 通道非均匀 DFT 调制滤波器组的设计。采样因子设置为 {8, 8, 8, 8, 4, 4, 2, 2} (与文献[17]设计的非均匀滤波器组的频率划分近似)。首先采用文献[6]方法设计 16 通道过 2 采样的均匀 DFT 调制滤波器组，其原型滤波器长度为 $L = 72$ ，相应的性能指标列于表 2 中。其次，通过子带合并得到非均匀 DFT 调制滤波器组。表 2 给出了文献[17]方法和本文方法设计所得的非均匀滤波器组的性能对比，为了一致，表征阻带水平的性能指标采用文献[17]中的阻带能量。设计所得的原型滤波器和非均匀

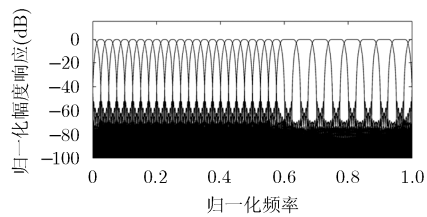
DFT 调制滤波器的子带滤波器的幅度响应如图 6 所示。文献[17]设计所得的非均匀滤波器组是完全重构的，而本文方法设计所得的非均匀滤波器组是近似完全重构的。相比于文献[17]方法，本文方法构造所得的非均匀子带滤波器具备明显小的阻带能量。

5 结束语

本文提出了一种融合子带合并和相位调制的非均匀 DFT 调制滤波器组的构造方法。经过理论推导，构造出的非均匀滤波器组和相应的均匀滤波器组具有十分近似的重构特性。并且推导出非均匀滤波器组的子带滤波器具备通带平坦性的条件。仿真实验表明该构造方法的有效性。后续的研究工作将着重考虑大通道数非均匀滤波器组的设计算法，同时将探索非均匀 DFT 调制滤波器组在复信号处理中的应用。

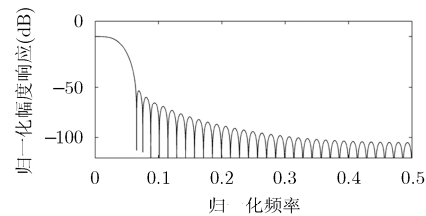


(a)原型滤波器的幅度响应

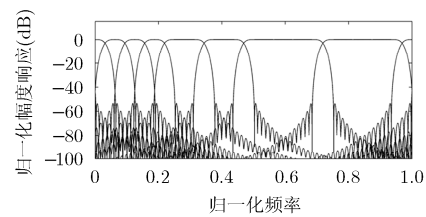


(b)各子带滤波器的幅度响应

图 5 例 1 原型滤波器和各子带滤波器的幅度响应



(a)原型滤波器的幅度响应



(b)各子带滤波器的幅度响应

图 6 例 2 中原型滤波器和各子带滤波器的幅度响应

表 2 例 2 中文献[17]方法和本文方法所设计的非均匀滤波器组性能对比

滤波器组	传递失真 (dB)	混叠失真 (dB)	重构误差 (dB)	阻带能量 (dB)
文献[17]方法	-276	-	-	5.74×10^{-3}
本文方法	-59.15	-62.21	-63.73	3.68×10^{-7}
文献[6]方法(均匀滤波器组)	-61.67	-62.19	-61.97	3.68×10^{-7}

参考文献

- [1] AKKARAKARAN S and VAIDYANATHAN P P. Nonuniform filter banks: New results and open problems[J]. *Studies in Computational Mathematics*, 2003, 10: 259–301. doi: 10.1016/S1570-579X(03)80038-1.
- [2] 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 Systems*, 2015, 23(4): 631–641. doi: 10.1109/TVLSI.2014.2317811.
- [3] KUMAR A, SINGH G K, and ANURAG S. An optimized cosine-modulated nonuniform filter bank design for subband coding of ECG signal[J]. *Journal of King Saud University-Engineering Sciences*, 2015, 27(2): 158–169. doi: 10.1016/j.jksues.2013.10.001.
- [4] 李冰, 郑瑾, 葛临东. 基于非均匀滤波器组的动态信道化滤波[J]. *电子与信息学报*, 2007, 29(10): 2396–2400. doi: 10.3724/SP.J.1146.2006.00455.
LI Bing, ZHENG Jin, and GE Lindong. Dynamic channelization based on nonuniform filterbanks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(10): 2396–2400. doi: 10.3724/SP.J.1146.2006.00455.
- [5] 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.
- [6] JIANG J Z, SHUI P L, and ZHANG Z J. Design of oversampled DFT-modulated filter banks via modified Newton's method[J]. *IET Signal Processing*, 2011, 5(3): 271–280. doi: 10.1049/iet-spr.2009.0198.
- [7] AVCI K and GUMUSSOY E. Design of exponential window based M-channel cosine modulated filter banks[C]. *Signal Processing and Communication Application Conference, Hammamet, Turkey*, 2016: 845–848. doi: 10.1109/SIU.2016.7495872.
- [8] LIANG L L, LIU H, and WANG F P. Design of shift-invariant nonuniform cosine-modulated filter bank with arbitrary integer sampling factors[J]. *Digital Signal Processing*, 2016, 53: 41–50. doi: 10.1016/j.dsp.2016.03.005.
- [9] LI J L, NGUYEN T Q, and TANTARATANA S. 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/ACSSC.1994.471613.
- [10] 蒋俊正, 江庆, 欧阳缙. 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[J]. *电子与信息学报*, 2016, 38(9): 2385–2390. doi: 10.11999/JEIT151260.
JIANG J Z, JIANG Q, and OUYANG S. Novel method for designing near-perfect-reconstruction nonuniform cosine modulated filter banks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(9): 2385–2390. doi: 10.11999/JEIT151260.
- [11] DENG Y, MATHEWS V J, and BOROJENY B F. Low-delay nonuniform pseudo-QMF banks with application to speech enhancement[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(5): 2110–2121. doi: 10.1109/TSP.2007.892707.
- [12] FANG L, ZHONG W, and ZHANG Q. Design of M-channel linear-phase non-uniform filter banks with arbitrary rational sampling factors[J]. *IET Signal Processing*, 2016, 10(2): 106–114. doi: 10.1049/iet-spr.2015.0075.
- [13] LING B W K, HO C Y F, TEO K L, et al. Optimal design of cosine modulated nonuniform linear phase FIR filter bank via both stretching and shifting frequency response of single prototype filter[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(10): 2517–2530. doi: 10.1109/TSP.2014.2312326.
- [14] ALTENBACH F, LOLLMANN H W, and MATHAR R. Robust equalizer design for allpass transformed DFT filter banks with LTI property[C]. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Istanbul, Turkey*, 2010: 847–851. doi: 10.1109/PIMRC.2010.5672029.
- [15] BREGOVIC R, DUMITRESCU B, and SARMAKI T. An efficient method for designing low-delay nonuniform oversampled M-channel filterbanks[C]. *International Symposium on Image and Signal Processing, Istanbul, Turkey*, 2007: 58–62. doi: 10.1109/ISPA.2007.4383664.
- [16] LOLLMANN H W and VARY P. Least-squares of DFT filter-banks based on allpass transformation of higher order[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(4): 2393–2398. doi: 10.1109/TSP.2009.2039838.
- [17] LOLLMANN H W, DARTMANN G, and VARY P. Constrained design of allpass transformed DFT filter-banks by quadratic programming[C]. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Kyoto, Japan*, 2012: 3481–3484. doi: 10.1109/ICASSP.2012.6288666.
- [18] SHUI P L. Image denoising using 2-D separable oversampled DFT modulated filter banks[J]. *IET Image Processing*, 2009, 3(3): 163–173. doi: 10.1049/iet-ipl.2007.0218.
- 周 芳: 女, 1984 年生, 博士生, 讲师, 研究方向为多速率滤波器组的设计及应用。
- 水鹏朗: 男, 1967 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为多速率滤波器组与图像处理、海杂波背景下的雷达目标检测。