

具有良好重建特性的正交镜像 IIR 滤波器组的设计新方法

陈华丽^{1,2} 程耕国¹

(武汉科技大学冶金自动化与检测技术教育部工程研究中心 武汉 430081)¹

(武汉大学电气工程学院 武汉 430072)²

摘要 提出了一种新的设计两通道近似完全重构 IIR 滤波器组的方法。分析滤波器组由基于全通滤波器的多相网络实现,所引起的相位失真几乎完全被综合滤波器组所平衡。从 QMF 的完全重构理论出发,提出综合滤波器组也由全通滤波器来实现,整个系统的设计就转化成相位均衡器的设计,并且给出构成综合滤波器组的稳定的全通滤波器的封闭解析表达式。仿真结果证明,本方法设计的系统不仅完全消除了幅度和混叠失真,相位失真可以在附加一定的信号延时的基础上进行最小化,而且计算量小,系统恒稳定。

关键词 正交镜像滤波器组,无限冲激响应滤波器,全通滤波器,多相网络

中图分类号 TN911.72 **文献标识码** A

Novel Design of Perfect Reconstructed Quadrature Mirror IIR Filter Banks

CHEN Hua-li^{1,2} CHENG Geng-guo¹

(Engineering Research Center of Metallurgical Automation and Measurement Technology, Ministry of Education,

Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081, China)¹

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)²

Abstract A novel design for a two-channel IIR quadrature mirror filter (QMF) bank with near-perfect reconstruction was presented in this thesis. The analysis filter bank was given by an efficient poly-phase network implementation based on all-pass filters. The arising phase distortions were almost compensated by the synthesis filter bank. Based on the theory of the perfect reconstruction of QMF, the synthesis filter bank was also given by the stable all-pass filters, designed via analytical closed-form expressions, so the design of IIR QMF was transformed into the design of the phase equalizer. The simulation results show that the aliasing and amplitude distortions are completely canceled, and phase distortions minimized at the expense of an additional signal delay. The proposed IIR QMF banks have a lower algorithmic complexity and are always stable.

Keywords QMF bank, IIR filter, All-pass filter, Poly-phase network

近年来,PRQMF(Perfect Reconstructed Quadrature Mirror Filter)滤波器组技术在语音编码、图像处理、通信信号处理、雷达等方面得到了广泛应用,设计 PRQMF 滤波器组的方法研究也如火如荼。各种设计方法都是围绕提高编码效率,降低滤波器组时延,减少恢复信号的混叠失真、相位失真及幅度失真,降低设计方法的计算量等方面进行的。

设计两通道 QMF 滤波器组的一般方法就是采用 FIR 滤波器构成分析和综合滤波器组来实现的^[1-3]。但高性能的滤波器组要求通带内的幅度衰减几乎为零、阻带内的幅度衰减很大和拥有陡峭的过渡带,这就造成了计算的复杂性和较大的时延^[4,5]。本文提出了一种基于全通滤波器的多相网络设计方法,这种基于全通滤波器的 IIR QMF 滤波器组重建信号没有幅度和混叠失真,相位失真可以由全通网络校正到最小。

1 两通道 QMF 滤波器组的基本原理

两通道 QMF 滤波器组的基本结构如图 1 所示^[6]。在分

析系统中,信号 $x(n)$ 被低通滤波器 $H_0(z)$ 和高通滤波器 $H_1(z)$ 分成两个子带信号 $x_0(n)$ 和 $x_1(n)$,每个子带信号 $x_i(n)$ 被下采样,即 2 倍抽取。在综合系统中,子带信号 $v_0(n)$ 和 $v_1(n)$ 被上采样,即 2 倍插值,然后通过综合滤波器 $F_0(z)$ 和 $F_1(z)$ 得到两个子带信号 $y_0(n)$ 和 $y_1(n)$,经综合得到重构信号 $y(n)$ 。若满足完全重建特性,则 $y(n) = kx(n-d)$,其中 d 为信号时间延迟^[7]。

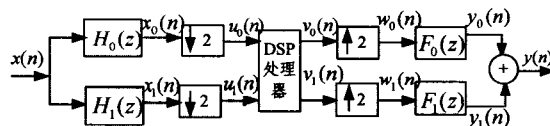


图 1 两通道 QMF 滤波器组的基本结构

设计 QMF 滤波器组的关键问题就是找到分析/综合滤波器,使得重建信号近似等于原信号。忽略信号处理单元,整个系统的输入/输出关系可表示为^[8]:

到稿日期:2008-11-17 返修日期:2008-12-04 本文受国家自然科学基金(No. 60672064),武汉科技大学科学研究发展基金(No. 2006XZ3)资助。
陈华丽(1978—),女,博士研究生,讲师,主要研究方向为信号分析和处理,E-mail: chenhuaili0222@163.com;程耕国(1947—),男,教授,博士生导师,主要研究方向为智能控制、机电一体化、计算机软件开发。

$$Y(z) = T(z)X(z) + A(z)X(-z) \quad (1)$$

其中, $T(z) = \frac{1}{2}[H_0(z)F_0(z) + H_1(z)F_1(z)]$ 称为失真传输函数, $A(z) = \frac{1}{2}[H_0(-z)F_0(z) + H_1(-z)F_1(z)]$ 称为混叠传输函数。

在式(1)中,混叠是可以消除的。当综合滤波器 $F_0(z) = H_1(-z)$, $F_1(z) = H_0(-z)$ 时, $A(z) = 0$, 式(1)可简化为:

$$Y(z) = T(z)X(z) = X(z)[H_0(z)H_1(-z) - H_0(-z)H_1(z)] \quad (2)$$

又因为 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 关于 $\pi/2$ 镜像对称, 即 $H_1(z) = H_0(-z)$, 所以

$$Y(z) = X(z)[H_0(z)H_0(z) - H_0(-z)H_0(-z)] \quad (3)$$

所以分析/综合滤波器组的设计就转化成原型低通滤波器的设计。

2 基于全通滤波器的两通道 QMF 滤波器组原理

基于全通滤波器的两通道 QMF 滤波器组的结构如图 2 所示。在图 2 中,多相分析滤波器组采用全通滤波器,一阶全通滤波器的传输函数为:

$$H_a(z) = \frac{z^{-1} - a_i}{1 - a_i^* z^{-1}}, |a_i| < |z| \quad (4)$$

且 $-1 < a_i < 1$; $a_i \in \mathbb{R}$; $i \in \{0, 1\}$ 。

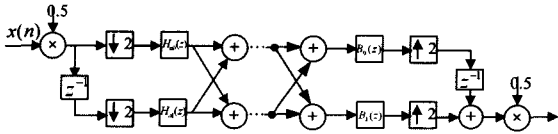


图 2 基于全通滤波器的两通道 QMF 滤波器组的结构

对照图 1 和图 2, 可得该方法的分析滤波器组和综合滤波器组的传输函数:

$$H_0(z) = \frac{1}{2}[H_{a0}(z^2) + z^{-1}H_{a1}(z^2)] \quad (5)$$

$$H_1(z) = \frac{1}{2}[H_{a0}(z^2) - z^{-1}H_{a1}(z^2)] \quad (6)$$

$$F_0(z) = \frac{1}{2}[z^{-1}B_0(z^2) + B_1(z^2)] \quad (7)$$

$$F_1(z) = \frac{1}{2}[z^{-1}B_0(z^2) - B_1(z^2)] \quad (8)$$

全通滤波器的实系数 a_i 由阻带能量最小来确定, 即

$$E_s = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_s}^{\pi} |H_0(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (9)$$

失真传输函数和混叠传输函数分别为:

$$T(z) = \frac{z^{-1}}{4}[H_{a0}(z^2)B_0(z^2) + H_{a1}(z^2)B_1(z^2)] \quad (10)$$

$$A(z) = \frac{z^{-1}}{4}[H_{a0}(z^2)B_0(z^2) - H_{a1}(z^2)B_1(z^2)] \quad (11)$$

对于式(10)、(11), 要完全消除混叠失真和幅度失真, 必须满足 $H_{a0}(z) = B_1(z)$, $H_{a1}(z) = B_0(z)$, 此时 $A(z) = 0$, $T(z) = 0.5z^{-1}H_{a0}(z^2)H_{a1}(z^2)$ 。要完全消除相位失真, 满足完全重构条件, 必须满足

$$H_a(z)B_i(z) = z^{-d_i}; d_i \geq 0; i \in \{0, 1\} \quad (12)$$

因为 $H_a(z)$ 是全通滤波器, 所以设计多相综合滤波器组就转化成一个相位均衡问题。下面讨论多相综合滤波器组 $B_i(z)$ 的设计方法。

3 综合滤波器组的设计方法

3.1 综合滤波器组的 FIR 设计法

由式(12)知, 当收敛域为 $|z| > 1/|a_i|$, $B_i(z) = H_a^{-1}(z)$, $i \in \{0, 1\}$ 时, 理论上满足完全重构条件, 且延时为 0。但是相应的单位冲激响应 $b_i(n)$ 是无限长的, 并且是非因果的。非因果滤波器的近似实现方法是通过时域反转, 这就意味着需要大量的存储单元, 并且导致很大的信号延时。一种方法是设计一个 FIR 滤波器近似实现非因果滤波器, 但 FIR 滤波器的系数需要通过优化得到。

在文献[6]中, FIR 滤波器的表达式为:

$$B_{FIR}^{(d_i)}(z) = (z - a_i) \sum_{n=0}^{d_i-1} z^{n-d_i} (a_i)^n \quad (13)$$

则式(12)变为

$$H_a(z)B_i(z) = H_a(z)B_{FIR}^{(d_i)}(z) = \frac{1 - a_i z}{z - a_i} \cdot (z - a_i) \sum_{n=0}^{d_i-1} z^{n-d_i} (a_i)^n = z^{-d_i} - (a_i)^{d_i} \quad (14)$$

由式(14)可得, 这种 FIR 相位均衡器除有一个群延时之外, 还有一个等波纹的误差, 这是我们所不希望的。

3.2 综合滤波器组的 IIR 设计法

在这里, 提出一种全新的 QMF IIR 的设计方法。此方法就是用全通滤波器来解决式(12)中多相综合滤波器组的相位均衡问题。最一般的方法就是用式(5)的方法构造全通滤波器, 但是这种方法的设计复杂性相当高, 并且不是总能得到稳定的滤波器。为了克服这些问题, 提出用下面的封闭表达式来设计一个稳定的全通的相位均衡器:

$$B_{IIR}^{(d_i)}(z) = \prod_{n=0}^{N_i-1} \frac{1 + (a_i z)^{2^n}}{z^{2^n} + a_i^{2^n}}; N_i \in \{1, 2, 3, \dots\} \quad (15)$$

则式(12)变为:

$$H_a(z)B_i(z) = H_a(z)B_{IIR}^{(d_i)}(z) = \frac{1 - (a_i z)^{d_i}}{z^{d_i} - a_i^{d_i}}, d_i = 2^{N_i} \quad (16)$$

因为 $|a_i| < 1$, 所以全通滤波器 $B_{IIR}^{(d_i)}$ 总是稳定的, 并且随着 d_i 的增加, 趋于一个纯延时 z^{-d_i} 。同时, 为了提高分析滤波器组的频率选择性, 分析滤波器组可以是一系列的一阶全通滤波器的级联, 可见这个相位均衡器的特性很容易被改善。

这种用全通的 IIR 滤波器构造的 $d_i - 1$ 阶的综合滤波器组, 仅需要 $2\log_2 d_i$ 个实数乘法器、 $2\log_2 d_i$ 个实数加法器和 $d_i - 1$ 个延时器。而用 FIR 滤波器构造的 $d_i - 1$ 阶的综合滤波器组, 需要 d_i 个实数乘法器、 $d_i - 1$ 个实数加法器和 $d_i - 1$ 个延时器。而且这种方法尤其适合定点类型滤波器组的设计, 能保持全通滤波器的特性和量化系数, 并且这种基于全通滤波器设计的相位均衡器的极点比 FIR 的方法更靠近坐标原点。

3.3 算法的仿真结果

整个系统的传输函数为:

$$T(z) = z^{-1} \frac{1 - a_0^{d_0} z^{2d_0}}{z^{2d_0} - a_0^{d_0}} \frac{1 - a_1^{d_1} z^{2d_1}}{z^{2d_1} - a_1^{d_1}} \quad (17)$$

该全通滤波器的阶数为 $2(d_0 + d_1) + 1$, 因此没有幅度失真和混叠失真, 整个滤波器的相位响应随着 d_0, d_1 的增大而线性增长。取 $a_0 = a_1 = 0.5$, $d_0 = d_1 = 8$, 其幅度特性和相位特性如图 3 所示。联立式(4)、(5)、(6), 可得由全通滤波器组成的分析滤波器组中低通滤波器 $H_0(z)$ 和高通滤波器 $H_1(z)$ 的

(下转第 115 页)

这个活动的“产生工作项之后”这个事件添加发送邮件动作；至于第二个需求，要求发送消息与产生工作项同时进行，只需在“产生工作项之前”事件中添加发送消息动作。

结束语 基于 Petri 网工作流程模型所存在的缺陷和工作流产品需增强 Web 服务功能的发展趋势，提出了基于 ECA 规则的 Web Service 工作流程模型，并给出了形式化定义。基于 ECA 规则的过程模型以事件驱动工作流实例的推进，通过严格定义事件的语义来保证工作流的正确执行和监控并支持工作流在运行中修改实例。

参考文献

- [1] Chen Lin, Li Minglu, Cao Ian. ECA Rule-Based workflow Modeling and Implementation for Service Composition[J]. IEICE-Transactions on Information and Systems, 2006, E89-D(2), 624-

(上接第 93 页)

幅度特性和相位特性($a_0=a_1=0.5$, 3 阶), 如图 4、图 5 所示。联立式(7)、(8)和(15), 可得由全通滤波器组成的综合滤波器组中低通滤波器 $F_0(z)$ 和高通滤波器 $F_1(z)$ 的幅度特性和相位特性($a_0=a_1=0.5$, $N_i=2, 7$ 阶), 如图 6 和图 7 所示。比较图 4—图 7 可得, 随着滤波器阶次的升高, 滤波器的幅频特性越来越平坦, 纹波越来越小。当阶次比较高时, 纹波可忽略不计, 同时延时越来越大, 这也是需要进一步解决的问题。由图 3—图 7 进一步说明了由全通滤波器设计的 QMF IIR 的正交性和良好重建性。

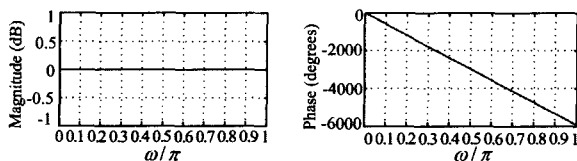


图 3 整个系统的幅度特性与相位特性

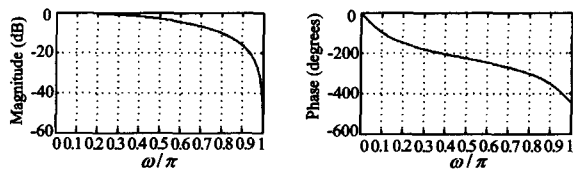


图 4 分析滤波器组中低通滤波器的幅频特性和相频特性

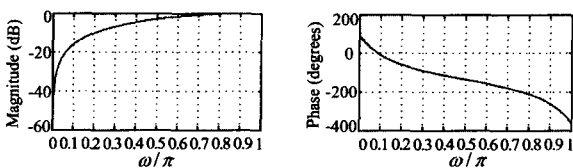


图 5 分析滤波器组中高通滤波器的幅频特性和相频特性

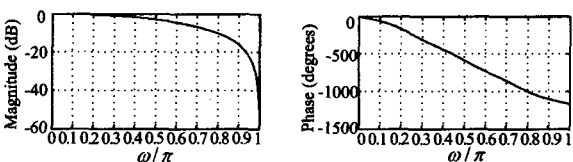


图 6 综合滤波器组中低通滤波器的幅频特性和相频特性

- [2] Cery S, Daniel F, Facca F M. FACCA. Modeling web applications reacting to user behaviors[J]. Computer Networks: The International Journal of Computer and Telecommunications Networking, 2006, 50(12): 1533-1546
- [3] Liu Dongsheng, Wang Jianming, Chan SCF. Modeling workflow processes with colored Petri nets[J]. Computers in Industry, 2002, 49(3): 267-281
- [4] Choi I, Jeong H, Song M, et al. IPM-EPDL: An XML-based executable process definition language[J]. Computers in Industry, 2005, 56(1): 85-104
- [5] 范玉顺, 吴濠. 一种提高系统柔性的工作流建模方法研究[J]. 软件学报, 2002, 13(4): 833-839
- [6] 赵文, 胡文惠, 张世琨, 等. 工作流元模型的研究与应用[J]. 软件学报, 2003, 14(6): 1013-1016

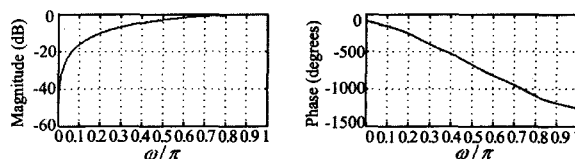


图 7 综合滤波器组中高通滤波器的幅频特性和相频特性

结束语 本文提出一种设计两通道 QMF IIR 滤波器组的新方法。本方法采用格型结构, 分析/综合滤波器组均采用全通滤波器。与传统的 FIR 设计方法相比, 新算法的计算量要小得多, 没有混叠失真, 没有幅度失真或者幅度失真可以忽略不计(重建信号的误差和延时相互制约), 群延迟比以往的方法要高, 但对许多信号处理系统来讲, 是可以接受的。

参考文献

- [1] 王玲, 崔小弟. 矩阵阵正交滤波器组的生成[J]. 计算机科学, 2000, 27(8): 80-82
- [2] Nguyen T Q, Vaidyanathan P P. Two-channel Perfect-Reconstruction FIR QMF Structures Which Yield Linear-phase Analysis and Synthesis Filters [J]. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, 37(5): 676-690
- [3] Vaidyanathan P P, Hoang P Q. Lattice Structures for Optimal Design and Robust Implementation of Two-channel Perfect-reconstruction QMF Banks [J]. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1988, 36(1): 81-94
- [4] Lowenborg P, Johansson H, Wanhammar L. A Class of Two-channel IIR/FIR Filter Banks [C]// Proc. of European Signal Processing Conf. (EUSIPCO). Tampere, Finland, Sept. 2000: 1897-1900
- [5] Zhu W-P, Ahmad M O, Swamy M N S. An Efficient Approach for the Design of Nearly Perfect-reconstruction QMF Banks [J]. IEEE Trans. on Circuits and Systems II, 1998, 45(8): 1161-1165
- [6] Klouche-Djedid A, Lawson S S. A General Design of Mixed IIR-FIR Two-channel QMF Bank [C]// Proc. of Intl. Symp. on Circuits and Systems (ISCAS). Geneva, Switzerland, May 2000: 559-562
- [7] Galija E. Allpass-based Near-perfect-reconstruction Filter Banks [D]. Kiel, Germany, Christian Albrechts University, 2002
- [8] Lang M, Laakso T I. Simple and Robust Method for the Design of Allpass Filters Using Least-squares Phase Error Criterion [J]. IEEE Trans. on Circuits and Systems II, 1994, 41(1): 40-48