

基于进化计算设计无乘法的完全重构两通道滤波器组¹

石光明 张子敬 焦李成

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

摘 要 该文提出了一种设计无乘法完全重构的两通道滤波器组的方法。这种滤波器组在基于对提升模式结构改进的研究成果之上,提出了给定初始值的进化计算搜索设计方法。这种设计方法具有比用遗传算法快的特点。文中详细描述了此算法的过程,并给出了设计例子和结果。

关键词 完全重构, 滤波器组, 进化计算, SOPOT

中图分类号 TN713

1 引 言

多速率数字滤波器组在频域中分解一个信号成为多个子带信号,然后在不同的子带变换处理,编码和传送。这种原理在语音编码,图像变换,回声消除,延时估计和数字通信^[1-3]有特别广泛的应用。分解和最终合成过程是用称为分析-合成的滤波器完成的。在这些应用中,都需要实现多个 FIR 或 IIR 分析(合成)滤波器。为了保证滤波器组完全重构的特性和良好的频率特性,在设计时,这些滤波器的系数一般采用无限精度形式。这带来三个问题,第一增加了实现复杂度;第二需要乘法运算,增加了处理时间;第三由于实际上不可能实现无限精度形式的系数,需要量化系数,这样滤波器组的完全重构特性要求降低。因而一类基于 2 的幂次方之和(Sum Of Power-Of-Two, 简称 SOPOT)的系数完全重构滤波器组^[1,4]被提出。这种结构的滤波器可以不用乘法实现,提高了滤波运算的速度,减少对硬件资源的需求,而且不影响滤波器组的完全重构特性。目前设计 SOPOT 的滤波器组的方法有约束优化法^[1],遗传优化法^[4],空域优化法^[5],但现有的方法所采用的滤波器组结构不具备实现低延时特点。本文在多项式分解结构的两通道滤波器组的基础上,提出了一种新的 SOPOT 滤波器组设计方法,利用它可以得到较好频率特性的滤波器,而且可以实现低延时。我们利用 FPGA 实现了所设计的滤波器组,并且应用于实时语音编码。

2 完全重构的两通道滤波器组与系统延时

图 1 是具有分析滤波器($H_0(z), H_1(z)$)和合成滤波器($F_0(z), F_1(z)$)的两通道滤波器组的结构图,在此限定它们都是 FIR 的。输入 $x(n)$ 和输出 $\hat{x}(n)$ 的关系可由(1)式表示^[6]:

$$\hat{X}(z) = T(z)X(z) + A(z)X(-z) \quad (1)$$

通过选择 $F_0(z) = H_1(-z), F_1(z) = -H_0(-z)$, 可以消除映像 $X(-z)$ 引起的混叠,即 $A(z) = 0$ 。为了使输出 $\hat{x}(n)$ 信号成为输入 $x(n)$ 信号的延时,即 $\hat{x}(z) = T(z)X(z) = \beta^{(-2k+1)}X(z)$, 其中 k 是非负的整数。要求

$$T(z) = \frac{1}{2}(H_0(z)H_1(-z) - H_0(-z)H_1(z)) = \beta z^{-(2k+1)} \quad (2)$$

¹ 2001-01-02 收到, 2001-10-12 定稿

国家自然科学基金(批准号 69772029)和国家“863”基金资助项目

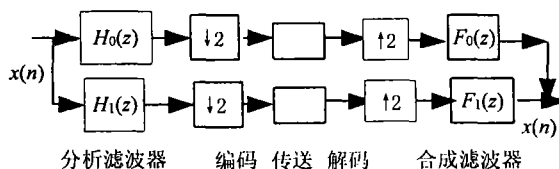


图 1 两通道滤波器组的结构图

令 $H_0(z) = H_{00}(z^2) + z^{-1}H_{01}(z^2)$, $H_1(z) = H_{01}(z^2) + z^{-1}H_{11}(z^2)$, 则有

$$H_{00}(z)H_{11}(z) - H_{01}(z)H_{10}(z) = \beta z^{-k} \quad (3)$$

其中 $\beta \neq 0$ 是任意常数, 是滤波器组系统增益, (3) 式是两通道滤波器组完全重构条件。

滤波器组的系统延时 $D = 2k + 1$, 如果设定 $0 < D < (N_1 + N_0)/2 - 1$, 其中 N_0, N_1 分别是滤波器 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的阶次, 则认为滤波器组系统满足低延时特性。

3 滤波器组的结构化完全重构与无乘法结构

满足 (3) 式的两个滤波器 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 可以构成完全重构的滤波器组, 如果用 SOPOT 码表示它们的系数, 即系数 $c_i(n) = (i = 0 \text{ or } 1)$ 用 (4) 式表示:

$$c_i(n) \sum_{l=1}^L s_l 2^{-p_l}, \quad s_l \in \{-1, 0, 1\}, \quad p_l \in \{-m, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, m\}, \quad 0 < L \leq m \text{ 是正整数} \quad (4)$$

用 SOPOT 表示滤波器的系数可以减少滤波时的乘法次数, 从而减少滤波所花的时间和实现滤波器时所需要的存储器的资源。但是如果直接将滤波器的系数转化成 SOPOT 形式, 则滤波器组的完全重构特性就不能保证。所以需要采用结构化的完全重构的滤波器组, 量化系数后不改变滤波器组的完全重构特性。利用多项式除法分解滤波器组^[7,8], 可以实现一种结构化的滤波器组, 有多相位矩阵^[8]:

$$\begin{bmatrix} H_{00}(z) & H_{10}(z) \\ H_{01}(z) & H_{11}(z) \end{bmatrix} = \left(\prod_{i=1}^n \begin{bmatrix} q_i(z) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} az^{-k_0} & cz^{-k_0} \\ bz^{-k_1} & dz^{-k_1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中 a, b, c, d 是实数, 而且

$$a \times d - c \times b = (-1)^{n-1} \beta, \quad k_0 + k_1 = k \quad (6)$$

在这样的结构中, $q_i(z)$ 量化不影响滤波器组的完全重构特性, 如此晶格结构的滤波器组还有一个优点是可以设计低延时或线性相位的滤波器组。为了减少滤波运算的复杂度, 用 SOPOT 形式表示 $q_i(z)$ 的系数与参数 $\{a, b, c, d\}$ 。接下来的问题是如何设计 SOPOT 系数的 $q_i(z)$ 与 $\{a, b, c, d\}$, 使得滤波器 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 有好的频率特性以及满足滤波器组低延时特点。

有学者提出用遗传算法设计^[4]和空域优化法^[5], 遗传算法从某种意义上说是一种随机搜索法, 需要根据初步结果调整交叉与变异的概率, 有一定的盲目性, 求解过程时间较长, 空域优化能够找到全局最优解, 但设计复杂度大。本文提出一种方法, 在给定的无限精度初始解条件下, 用进化策略做局部随机搜索, 这样即可以提高速度, 又可以防止出现局部最优。下节详细介绍。

4 进化计算设计方法与结果

4.1 设计方法

已有的无限精度的两通道结构化完全重构滤波器组的优化设计方法, 都能够使 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的阻带能量之和的目标函数最小:

$$\phi = \int_{\omega_{s0}}^{\pi} |H_0(e^{j\omega})|^2 d\omega + \int_0^{\omega_{s1}} |H_1(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (7)$$

其中 ω_{s0} 和 ω_{s1} 分别是 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 阻带截止频率, 一般选 $\omega_{s0} + \omega_{s1} = \pi$ 。在此定义所得到的最佳无限精度表示的 $q_i(z)$ 和 $\{a, b, c, d\}$ 的目标函数值记为 ϕ_{ideal} 。以为 $q_i(z)$ 和 $\{a, b, c, d\}$ 变量, 使目标函数 (7) 式最小, 这是一个多变量非线性优化问题。进化计算^[9-10]可以用来解决此问题, 它具有全局最优求解能力。但是由于初始值是在整个可行空间能随机给定, 造成求解时间过长, 设计的计算量增加。一般, 最佳 (或局部最佳的) 以 SOPOT 方式量化的 $q_i(z)$ 和 $\{a, b, c, d\}$ 应该在最优的无限精度的 $q_i(z)$ 与 $\{a, b, c, d\}$ 周围, 所以我们以最优的无限精度的解为初始值之一, 结合进化计算找出 SOPOT 系数的优化解。假设 X_0 是包含 $q_i(z)$ 的系数与 $\{a, b, c, d\}$ 的实数矢量的上一代, 下一代试探解 X_n 是在 X_0 周围按 (8) 式做随机变化, 然后按 SOPOT 规则量化。

$$X_n = X_0 + X_R \quad (8)$$

X_R 是与 X_0 同维数按高斯分布在 $[-\alpha, \alpha]$ 随机数矢量, 其均值为 0 方差为 σ , α 和 σ 值控制搜索区域大小。最后按 (5) 式得到 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$, 建立一个目标函数:

$$\Phi_{error} = |\Phi_{ideal} - \phi_{sopot}| \quad (9)$$

ϕ_{sopot} 是当 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 用 X_n 表示时的 (7) 式的值。在进行了若干代进化搜索后, 保留使得 ϕ_{error} 最小时的 X_n 。由于此方法的是在最佳的实系数周围搜索, 比遗传算法的搜索速度快, 而且进化计算也具有全局最优解特点, 只要有足够的进化代数, 就可以找到全局最优解。如果限定进化代数, 可以找到满足实际需要的最优解。在已知无限精度系数矢量 X_0 后, 整个计算步骤如下:

- (1) 产生 $m(\leq 20)$ 个方差为 σ 均值为 0 的正态分布矢量 X_R ;
- (2) 无限精度解和上一代进化得到较优的解共同作为种子, 用 (8) 式得到 m 个矢量 X_n ;
- (3) 量化矢量 X_n , 并用 (5) 式计算得到 m 对 $\{H_0(z)$ 和 $H_1(z)\}$, 分别计算目标函数 (7) 式;
- (4) 再分别计算 (9) 式, 得到 m 个 ϕ_{error} ;
- (5) 从 m 个 ϕ_{error} 和上代最优的 ϕ_{error} , 选出最小的 ϕ_{error} , 并把它以及相应的量化矢量 X_n 作为当代最优保存, 以备下一代使用;
- (6) 如果进化计算的总代数没有达到给定数 N , 则回到步骤 (1) 继续计算。

N , m 和 σ 的大小直接影响计算的复杂度和效果, 如果它们大, 则得到最佳的结果可能性大, 但计算量也大, 反之亦然。 σ 的大小控制搜索的范围, 在其足够大时, 可以保证所得解是全局最优的。

4.2 设计例子与结果

下面是上述方法设计的例子。滤波器 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的长度 $N_0 = N_1 = 24$, 其无限精度的

解已在文献 [8] 给出. 分解多相位矩阵如 (10) 式:

$$\begin{bmatrix} H_{00}(z) & H_{10}(z) \\ H_{01}(z) & H_{11}(z) \end{bmatrix} = \left(\prod_{i=1}^{12} \begin{bmatrix} q_i(z) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} az^{-3} & cz^{-3} \\ bz^{-4} & dz^{-4} \end{bmatrix} \quad (10)$$

SOPOT 码中, 取 $L = 4$, $p_l \in \{5, -13\}$, $m = 10$, $\sigma = 0.5$, 进化计算了 1000 代, 用 MATLAB 实现算法, 在 Pentium-II 400MHz 的台式机化了大约 10min 完成计算. 所得到的滤波器组系统时

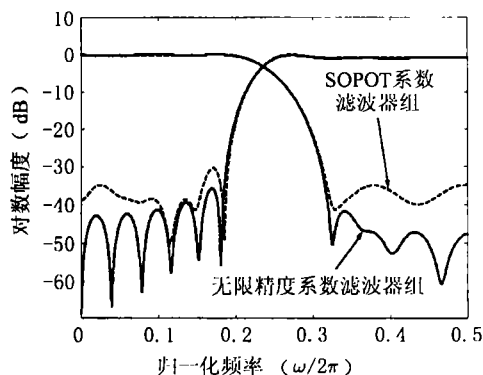


图 2 两通道滤波器组幅频响应曲线

延为 13 个采样单位, 平均的数据位是 3.96 位. 表 1 列出了最佳的 SOPOT 的 $q_i(z)$ 与 $\{a, b, c, d\}$. 图 2 是 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的频率特性响应曲线, 实线是用无限精度表示的 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$, 虚线是用 SOPOT 表示的 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$, 后者的频率响应特性比前者要差些, 这是很显然的. 但后者的实现的复杂度大大降低, 而且实际滤波计算的消耗时间也少. 为了进一步有效减少滤波运算, 可以采用乘法块的方法实现, 有兴趣的读者可以参考文献 [11].

表 1 用 SOPOT 表示的晶格结构系数

	SOPOT 码
$q_1(z)$	$(2^{-2} - 2^{-7} - 2^{-8} + 2^{-10})z^0$
$q_2(z)$	$(-2^{-1} - 2^{-1} + 2^{-5} - 2^{-9})z^1 + (-2^{-3} - 2^0 + 2^{-5})z^0$
$q_3(z)$	$(2^{-7} + 2^{-9} + 2^{-11})z^1 + (-2^{-3} - 2^{-6} + 2^{-8} - 2^{-11})z^0$
$q_4(z)$	$(2^{-1} + 2^{-3} - 2^{-6} - 2^{-8})z^1 + (2^2 + 2^{-3} + 2^{-9} - 2^{-11})z^0$
$q_5(z)$	$(2^2 + 2^1 - 2^{-1} + 2^{-4})z^1 + (2^0 - 2^{-4} + 2^{-6} - 2^{-8})z^0$
$q_6(z)$	$(2^0 - 2^{-5} + 2^{-9} + 2^{-11})z^{-1} + (2^{-1} - 2^{-5} - 2^{-8} - 2^{-11})z^{-2}$
$q_7(z)$	$(-2^{-1} - 2^{-4} - 2^{-6} + 2^{-9})z^1 + (2^{-3} + 2^{-6} + 2^{-8} + 2^{-11})z^0$
$q_8(z)$	$(-2^2 - 2^{-1} - 2^{-3} - 2^{-7})z^{-1} + (-2^1 + 2^{-2} - 2^{-4} + 2^{-6})z^{-2}$
$q_9(z)$	$(2^{-3} + 2^{-5} + 2^{-7} + 2^{-11})z^1 + (-2^{-4} + 2^{-6} - 2^{-9} + 2^{-13})z^0$
$q_{10}(z)$	$(-2^{-4} - 2^1 - 2^0 + 2^{-2})z^{-1} + (2^3 + 2^2 - 2^0 + 2^{-2})z^{-2}$
$q_{11}(z)$	$(-2^{-5} + 2^{-7} - 2^{-9} - 2^{-13})z^1 + (-2^{-7} + 2^{-10})z^0$
$q_{12}(z)$	$(-2^3 + 2^1 - 2^{-4} + 2^{-9})z^{-2}$

a	b
$2^{-5} - 2^{-7} - 2^{-10} - 2^{-12}$	$2^{-1} + 2^{-3} - 2^{-5} - 2^{-10}$
c	d
$-2^0 + 2^{-3} - 2^{-6} - 2^{-9}$	$-2^4 + 2^2 - 2^{-2} + 2^{-4} - 2^{-6} + 2^{-9}$

5 结 论

本文在结构化完全重构滤波器组的研究成果基础之上, 结合进化计算, 给出了无乘法的完全重构的滤波器组的设计方法和例子. 这种类型的滤波器组可以提高应用于图像、语音编码 (解码), 快速自适应滤波, 多载波调制通信时的性能和降低系统实现的复杂度.

参 考 文 献

- [1] B. R. Horng, *et al.*, The design of low-complexity linear-phase FIR filter banks using powers-of-two coefficients with an application to subband image coding, *IEEE Trans. on CAS VT.*, 1991, 1(4), 318-324.
- [2] A. Gilloire, *et al.*, Adaptive filtering in subbands with critical sampling: analysis, experiments, and application to acoustic echo cancellation, *IEEE Trans. on SP.*, 1992, SP-40(8), 1862-1875.
- [3] M. R. Azimi-Sadjadi, *et al.*, A new time delay estimation in subbands for resolving multiple specular reflexions, *IEEE Trans. on SP.*, 1998, SP-46(12), 3398-3403.
- [4] S. Sriranganathan, *et al.*, The design of low complexity two-channel lattice structure perfect-reconstruction filter banks using genetic algorithms, *IEEE ISCAS'97*, Hong Kong, 1997, Vol.3, 2393-2396.
- [5] Ju-Hong Lee, *et al.*, Minimax design of 2-D linear-phase FIR filters with continuous and powers-of-two coefficients, *Signal Processing* 2000, 80(8), 1435-1444.
- [6] P. P. Vaidyanathan, *Multirate Systems and Filter Banks*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1993, Chapter 5, 192-203.
- [7] J. S. Mao, *New Design and Factorization Methods for Perfect Reconstruction Filter Banks*, Ph. D. Thesis, the University of Hong Kong, Jan, 2000.
- [8] 石光明, 焦李成, 多项式分解理论与低时延完全重构两通道滤波器组的设计, *电子与信息学报*, 2002, 24(7), 910-915.
- [9] I. Rechenberg, *Evolutionsstrategie: Optimierung technischer Systeme nach Prinzipien der biologischen Evolution*, Frommann-Holzboog, Stuttgart, 1973, Chapter 3 and 4.
- [10] D. B. Fogel, *Applying evolutionary programming to selected traveling salesman problems*, *Cybernetics and Systems*, 1993, 24(1), 27-36.
- [11] G. D. Andrew, M. D. Macleod, Use of minimum-adder multiplier blocks in FIR digital filter, *IEEE Trans. on CAS-II*, 1995, CAS-II-42(9), 569-577.

DESIGN OF SOPOT TWO-CHANNEL PERFECT
RECONSTRUCTION FIR FILTER BANKS BASED ON
EVOLUTIONARY STRATEGIES

Shi Guangming Zhang Zijing Jiao Licheng

(National Key Lab. for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract This paper proposes a method based on evolutionary strategies (ES) for design of multiplier-less two-channel perfect-reconstruction (PR) filter banks (FB). The filter banks are based on the modified lifting scheme structure. A new ES given a seed is proposed to find the sum of power-of-two (SOPOT) coefficient of the filter bank. This method requires much less design time than genetic algorithm. Finally, a PR FB with SOPOT coefficient is given as an example to illustrate the proposed method.

Key words Perfect reconstruction, Filter banks, Evolutionary strategies, SOPOT

石光明: 男, 1965 年生, 副教授, 在职博士生, 研究方向: 智能信号处理, 小波理论及应用。
张子敬: 男, 1967 年生, 副教授, 博士, 研究方向: 智能信号处理, 多速率滤波器组理论。
焦李成: 男, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向: 智能信息处理, 非线性科学。