两通道低延迟滤波器组的设计 [1]

张子瑜

(南京师范大学计算机系 南京 210097)

摘 要: 本文提出了一种用有效的迭代拉格朗日乘子法设计精确重构的两通道低延迟滤波器组. 该方法具有较高的计算效率, 既能设计不同长度也能设计相同长度的滤波器组. 文中给出了设计例子并与其它方法进行了比较. 结果表明, 用该方法设计的两通道低延迟滤波器组具有更高的阻带衰减.

关键词: 滤波器组, 低延迟, 精确重构

中图分类号: TN713 **文献标识码**: A **文章编号**: 1009-5896(2004)06-0945-08

Design of Two-Channel Low Delay Filter Banks

Zhang Zi-yu

(*Dept of Computer Sci. and Tech., Nanjing Normal Univ., Nanjing* 210097, *China*)

Abstract An efficient iterative lagrange multiplier approach is proposed for the design two-channel low delay perfect reconstruction filter banks. This approach has high design efficiency and can be used to design both equal-length and unequal-length filter banks. A design example is presented and compared with other methods. It can be shown that two-channel perfect reconstruction linear phase filter banks with higher stopband attenuation can be obtained using the new method.

Key words Filter banks, Low delay, Perfect reconstruction

1 引言

滤波器组在通信、语音编码、图像编码、雷达等许多领域都有广泛的应用 [1−3]. 图 1 是一个典型的两通道最大抽取滤波器组, 它在树型子带编码和小波变换中有重要应用. 树型滤波器组通常有较大的延迟, 因而在某些实时处理中难以应用. 由于小波分解是一种倍频带的树型滤波器组, 因而也存在同样的问题 [4]. 传统滤波器组的延迟是 $N-1$(N 是滤波器的长度). 延迟小于 $N-1$ 的滤波器组称为低延迟滤波器组 [4]. 在树型滤波器组中, 较深层的滤波器组的延迟对整个树型滤波器组的影响较大. 采用低延迟滤波器组, 特别是在较深层的分支中采用低延迟滤波器组可以明显降低整个树型滤波器组的延迟 [4].

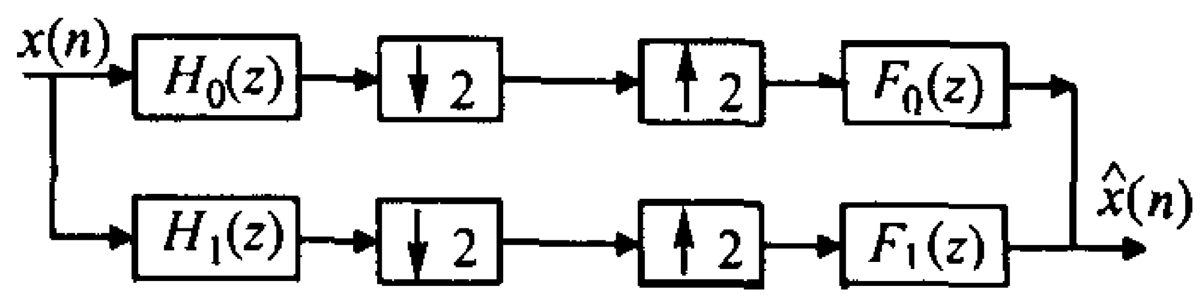

图 1 两通道最大抽取滤波器组

Nayebi 等人提出了两通道低延迟滤波器组的一种时域设计方法 [4]. 用这种方法设计的低延迟滤波器组的重构信号的信噪比 (SNR_r) 不是很高 [5]. Abdel-Raheem 等人提出了设计两通道低延迟滤波器组的两种方法 [5]. 第一种方法计算简单但 $H_0(z)$ 的设计过于自由, 有可能导致

[1] 2002-05-29 收到, 2003-03-18 改回

$H_1(z)$ 的设计困难．而且该方法不能设计相同长度的滤波器组．第二种方法采用二次约束的最小二乘算法同时设计 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$，可以得到相同或不同长度的滤波器组．由于使用了通用的非线性优化算法，计算量很大并且对初始值敏感． Yang 等人采用修正的 Karmarkar 算法设计两通道低延迟滤波器组 [6]．用该方法设计的滤波器组具有等波纹的频率响应，其算法十分复杂．本文提出了一种迭代的拉格朗日乘子法设计精确重构的两通道低延迟滤波器组．该方法具有较高的设计效率，既能设计不同长度的滤波器组也能设计相同长度的滤波器组，所设计的滤波器组具有更高的阻带衰减并且对初始值不敏感．

2 两通道低延迟滤波器组的重构条件

在图 1 所示的两通道低延迟滤波器组中， $H_0(z), H_1(z)$ 分别是长度为 N_0 的低通分析滤波器和长度为 N_1 的高通分析滤波器的传递函数． $F_0(z), F_1(z)$ 分别是低通综合滤波器和高通综合滤波器的传递函数．重构信号 $\hat{x}(n)$ 和输入信号 $x(n)$ 在 Z 变换域的关系为

$$\hat{X}(z)=\frac{1}{2}[H_0(z)F_0(z)+H_1(z)F_1(z)]X(z)+\frac{1}{2}[H_0(-z)F_0(z)+H_1(-z)F_1(z)]X(-z) \tag{1}$$

其中，第 1 项表示线性时不变系统的响应；第二项表示由于采样率变化而引起的混叠误差．选择

$$F_0(z)=2H_1(-z),\quad F_1(z)=-2H_0(-z) \tag{2}$$

可以完全消除混叠误差．从而有

$$\hat{X}(z)=[H_0(z)H_1(-z)-H_1(z)H_0(-z)]X(z) \tag{3}$$

如果该滤波器组是精确重构的，则要求

$$H_0(z)H_1(-z)-H_1(z)H_0(-z)=z^{-d} \tag{4}$$

其中 d 是一个奇数， $d<(N_0+N_1)/2-1$．

在时域，约束条件式 (4) 可表示为

$$\sum_{k=0}^{2j-1}(-1)^k h_0(2j-1-k)h_1(k)=\frac{1}{2}\delta(j-m),\quad j=1,2,\cdots,N_c \tag{5}$$

或

$$-\sum_{k=0}^{2j-1}(-1)^k h_1(2j-1-k)h_0(k)=\frac{1}{2}\delta(j-m),\quad j=1,2,\cdots,N_c \tag{5}$$

其中

$$m=(d+1)/2 \tag{7}$$

$$N_c=\begin{cases}(N_0+N_1)/2-1, & N_0+N_1\text{是偶数}\\ (N_0+N_1-1)/2, & N_0+N_1\text{是奇数}\end{cases} \tag{8}$$

3 两通道低延迟滤波器组的设计

令

$$\boldsymbol{h}_i=[h_i(0)\quad h_i(1)\quad\cdots\quad h_i(N_i-1)]^{\mathrm{T}},\qquad i=0,1 \tag{9}$$

$$\boldsymbol{b}=[0\ \cdots\ 0\ 1\ 0\ \cdots\ 0]^{\mathrm{T}} \tag{10}$$

其中 $\boldsymbol{b}$ 是 $N_c\times 1$ 维列向量，它的第 m 个元素为 1 ，其余都是 0 . 式 (5) 和式 (6) 的矩阵形式可表示为

$$(-1)^i\boldsymbol{M}_i\boldsymbol{h}_{1-i}=\frac{\boldsymbol{b}}{2},\quad i=0,1 \tag{11}$$

其中 $\boldsymbol{M}_i$ 是 $N_c\times N_{1-i}$ 维矩阵，其元素为

$$[\boldsymbol{M}_i]_{j,k}=(-1)^{k+1}h_i(2j-k),\quad j=1,2,\cdots,N_c,\quad k=1,2,\cdots,N_{1-i} \tag{12}$$

例如， N_0 和 N_1 都是偶数时，

$$\boldsymbol{M}_0=\begin{bmatrix} h_0(1) & -h_0(0) & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0\\ h_0(3) & -h_0(2) & h_0(1) & -h_0(0) & \cdots & 0 & 0\\ \vdots & \vdots & h_0(3) & -h_0(2) & \cdots & \vdots & \vdots\\ P & Q & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & 0\\ 0 & 0 & P & Q & \cdots & h_0(1) & -h_0(0)\\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & h_0(3) & -h_0(2)\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots\\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & P & Q \end{bmatrix}$$

其中 $P=h_0(N_0-1)$， $Q=-h_0(N_0-2)$.

约束方程式 (5) 和式 (6) 又可表示为

$$\boldsymbol{Ch}=\boldsymbol{b} \tag{13}$$

其中

$$\boldsymbol{C}=[-\boldsymbol{M}_1\quad \boldsymbol{M}_0] \tag{14}$$

$$\boldsymbol{h}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{h}_0\\ \boldsymbol{h}_1\end{bmatrix} \tag{15}$$

设 $D_0(e^{j\omega})$ ， $D_1(e^{j\omega})$ 分别是 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的期望频率响应，则有 [6]

$$D_0(e^{j\omega})=A_0(\omega)e^{-j\omega d_0} \tag{16}$$

$$D_1(e^{j\omega})=\begin{cases}A_1(\omega)e^{-j\omega d_1}, & d_1\text{是偶数}\\ A_1(\omega)e^{-j(\omega d_1+\pi)}, & d_1\text{是奇数}\end{cases} \tag{17}$$

其中 d_0 ， d_1 分别是 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的期望群延迟， $d_0+d_1=d$. A_0, A_1 分别是 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的期望幅度响应．例如

$$A_i=\begin{cases}1, & \omega\in\Omega_{pi},\\ 0, & \omega\in\Omega_{si},\end{cases}\qquad i=0,1 \tag{18}$$

其中 Ω_{pi} ， Ω_{si} 分别是 $H_i(z)$ 的通带和阻带．

在很多应用中，希望 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 有尽可能平坦的通带和尽可能高的阻带衰减．设 ω_{p0}, $\omega_{s0},\omega_{p1},\omega_{s1}$ 分别是 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的通、阻带边缘频率，定义极小化的目标函数为如下的加权误差之和

$$\begin{aligned}\Phi=&\alpha_0\int_0^{\omega_{p0}}|H_0(e^{j\omega})-D_0(e^{j\omega})|^2\mathrm{d}\omega+\beta_0\int_{\omega_{s0}}^{\pi}|H_0(e^{j\omega})|^2\mathrm{d}\omega\\ &+\alpha_1\int_{\omega_{p1}}^{\pi}|H_1(e^{j\omega})-D_1(e^{j\omega})|^2\mathrm{d}\omega+\beta_1\int_0^{\omega_{s1}}|H_1(e^{j\omega})|^2\mathrm{d}\omega\end{aligned} \tag{19}$$

其中 $\alpha_0, \beta_0, \alpha_1$ 和 α_1 是权系数. 令

$$\boldsymbol{s}_i(\omega) = [1 \quad e^{-i\omega} \quad \cdots \quad e^{-j(N_i-1)\omega}]^{\mathrm{T}}, \qquad i = 0, 1 \tag{20}$$

则有

$$H_i(e^{j\omega}) = \boldsymbol{h}_i^{\mathrm{T}} \boldsymbol{s}_i(\omega), \qquad i = 0, 1 \tag{21}$$

将式 (21) 代入式 (19) 可得

$$\Phi = \frac{1}{2}\boldsymbol{h}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_0\boldsymbol{h}_0 + \boldsymbol{p}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}_0 + \frac{1}{2}\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_1\boldsymbol{h}_1 + \boldsymbol{p}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}_1 + \alpha_0\omega_{p0} + \alpha_1(\pi - \omega_{p1}) \tag{22}$$

其中 $\boldsymbol{Q}_0, \boldsymbol{Q}_1$ 都是实对称的正定阵.

$$\begin{aligned} Q_0(i,j) &= 2\alpha_0 \int_0^{\omega_{p0}} \cos[(i-j)\omega]\mathrm{d}\omega + 2\beta_0 \int_{\omega_{s0}}^{\pi} \cos[(i-j)\omega]\mathrm{d}\omega \\ &= \begin{cases} 2\alpha_0\omega_{p0} + 2\beta_0(\pi - \omega_{s0}), & i = j, \\ 2\dfrac{\alpha_0 \sin[(i-j)\omega_{p0}] - \beta_0 \sin[(i-j)\omega_{s0}]}{i-j}, & i \neq j, \end{cases} \qquad 0 \le i, j \le N_0 - 1 \end{aligned}$$

$$p_0(i) = -2\alpha_0 \int_0^{\omega_{p0}} \cos[(i-d_0)\omega]\mathrm{d}\omega = \begin{cases} -2\alpha_0\omega_{p0}, & i = d_0, \\ -2\alpha_0\dfrac{\sin[(i-d_0)\omega_{p0}]}{i-d_0}, & i \neq d_0, \end{cases} \qquad 0 \le i \le N_0 - 1$$

$$\begin{aligned} Q_1(i,j) &= 2\alpha_1 \int_{\omega_{p1}}^{\pi} \cos[(i-j)\omega]\mathrm{d}\omega + 2\beta_1 \int_0^{\omega_{s1}} \cos[(i-j)\omega]\mathrm{d}\omega \\ &= \begin{cases} 2\alpha_1(\pi - \omega_{p1}) + 2\beta_1\omega_{s1}, & i = j, \\ 2\dfrac{\beta_1 \sin[(i-j)\omega_{s1}] - \alpha_1 \sin[(i-j)\omega_{p1}]}{i-j}, & i \neq j, \end{cases} \qquad 0 \le i, j \le N_1 - 1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} p_1(i) &= -2\alpha_1 \int_{\omega_{p1}}^{\pi} \cos[(i-d_1)\omega]\mathrm{d}\omega \\ &= \begin{cases} -2\alpha_1(\pi - \omega_{p1}), & i = d_1, \\ 2\alpha_1\dfrac{\sin[(i-d_1)\omega_{p1}]}{i-d_1}, & i \neq d_1, \end{cases} \qquad 0 \le i \le N_1 - 1, d_1 \quad \text{是偶数} \\ p_1(i) &= -2\alpha_1 \int_{\omega_{p1}}^{\pi} \cos[(i-d_1)\omega - \pi]\mathrm{d}\omega \\ &= \begin{cases} 2\alpha_1(\pi - \omega_{p1}), & i = d_1, \\ -2\alpha_1\dfrac{\sin[(i-d_1)\omega_{p1}]}{i-d_1}, & i \neq d_1, \end{cases} \qquad 0 \le i \le N_1 - 1, d_1 \quad \text{是奇数} \end{aligned}$$

令

$$\boldsymbol{p} = [\boldsymbol{p}_0^{\mathrm{T}} \quad \boldsymbol{p}_1^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \tag{23}$$

$$\boldsymbol{Q} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{Q}_0 & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{Q}_1 \end{bmatrix} \tag{24}$$

目标函数可简化为

$$\Phi=\frac{1}{2}\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{h}+\boldsymbol{p}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}+\alpha_0\omega_{p0}+\alpha_1(\pi-\omega_{p1}) \tag{25}$$

因此，两通道低延迟滤波器组的设计可归结为如下优化问题：

$$\min\Phi=\frac{1}{2}\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{h}+\boldsymbol{p}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}+\alpha_0\omega_{p0}+\alpha_1(\pi-\omega_{p1}),\quad \text{s.t.}\quad \boldsymbol{C}\boldsymbol{h}=\boldsymbol{b}$$

由于约束条件 $\boldsymbol{Ch}=\boldsymbol{b}$ 是非线性方程 ($\boldsymbol{C}$ 与 $\boldsymbol{h}$ 有关)，因而可采用传统的非线性优化算法求解. 通用的非线性优化算法不可能考虑到该优化问题的具体特点，因而运算量很大，效率很低，并且对初始值敏感.

假定约束条件是线性方程，可采用拉格朗日乘子法求出最优解. 设拉格朗日乘子和拉格朗日函数分别为

$$\boldsymbol{\lambda}=[\lambda_1\quad\lambda_2\quad\cdots\quad\lambda_{N_c}]^{\mathrm{T}} \tag{26}$$

$$\Lambda(\boldsymbol{h},\boldsymbol{\lambda})=\frac{1}{2}\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{h}+\boldsymbol{p}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}+\alpha_0\omega_{p0}+\alpha_1(\pi-\omega_{p1})-\lambda^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{C}\boldsymbol{h}-\boldsymbol{b}) \tag{27}$$

令梯度向量 $\nabla_{\boldsymbol{h}}\Phi=\boldsymbol{0},\nabla_{\lambda}\Phi=\boldsymbol{0}$，可得

$$\begin{bmatrix}-\boldsymbol{Q} & \boldsymbol{C}^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{C} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{h}\\ \lambda\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{p}\\ \boldsymbol{b}\end{bmatrix} \tag{28}$$

$$\boldsymbol{h}=\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{C}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{C}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{C}^{\mathrm{T}})^{-1}(\boldsymbol{b}+\boldsymbol{C}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{p})-\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{p} \tag{29}$$

实际上，约束条件不是 $\boldsymbol{h}$ 的线性方程，不能直接用式 (29) 求解. 因而我们采用迭代的方法求解. 即先给定一个 $\boldsymbol{h}$ 的初始值 $\tilde{\boldsymbol{h}}$，计算出 $\boldsymbol{C}$，然后用式 (29) 求出 $\boldsymbol{h}$. 用 $\boldsymbol{h}$ 与 $\tilde{\boldsymbol{h}}$ 的线性组合作为新的 $\tilde{\boldsymbol{h}}$，再次迭代，直到 $\|\boldsymbol{h}-\tilde{\boldsymbol{h}}\|_2$ 小于一个足够小的常数 ε 为止.

整个迭代算法可归纳为

(1) 初始化

(a) 选择 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的长度 N_0,N_1 及通、阻带边缘频率 $\omega_{p0},\omega_{s0},\omega_{p1},\omega_{s1}$；

(b) 用上述参数设计低延迟低通和高通滤波器并构造 $\boldsymbol{h}$ 的初始值 $\tilde{\boldsymbol{h}}$；

(c) 选择控制迭代终止的常数 ε 和权系数 $\alpha_0,\beta_0,\alpha_1,\beta_1$；

(d) 计算矩阵 $\boldsymbol{Q},\boldsymbol{Q}^{-1},\boldsymbol{p},\boldsymbol{b},\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{p}$.

(2) 迭代计算

(a) 由初始值 $\tilde{\boldsymbol{h}}$ 计算矩阵 $\boldsymbol{C}$；

(b) 由式 (29) 求出 $\boldsymbol{h}$；

(c) 更新 $\tilde{\boldsymbol{h}}$： $\tilde{\boldsymbol{h}}=\tau\boldsymbol{h}+(1-\tau)\tilde{\boldsymbol{h}}$；其中 τ 是一个平滑因子，$0<\tau<1$. 根据设计经验，τ 取在 0.5 附近时，算法收敛较快;

(d) 如果 $\|\boldsymbol{h}-\tilde{\boldsymbol{h}}\|_2>\varepsilon$，转向步骤 (a). 否则，停止迭代，并用式 (15) 和式 (2) 分别计算分析滤波器和综合滤波器的脉冲响应.

设 $\tilde{\boldsymbol{h}}_0,\tilde{\boldsymbol{h}}_1$ 分别是 $H_0(z)$ 和 $H_z(z)$ 的初始值. 在式 (22) 中，令梯度向量 $\nabla_{\boldsymbol{h}_0}\Phi=\boldsymbol{0}$，$\nabla_{\boldsymbol{h}_1}\Phi=\boldsymbol{0}$ 可得

$$\tilde{\boldsymbol{h}}_0=-\boldsymbol{Q}_0^{-1}\boldsymbol{p}_0,\quad \tilde{\boldsymbol{h}}_1=-\boldsymbol{Q}_1^{-1}\boldsymbol{p}_1$$

因为 Q_0 和 Q_1 是对称的正定阵，所以，Q, Q^{-1} 也是对称的正定阵．$Q_0^{-1}, Q_1^{-1}, Q^{-1}$ 可用 Cholesky 分解计算．它们在迭代的循环之外，仅需计算一次．容易证明，$CQ^{-1}C^{\mathrm{T}}$ 也是对称的正定阵 (对任意非零列向量 $\boldsymbol{u}$, $\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}CQ^{-1}C^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u} = \boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}Q^{-1}\boldsymbol{v} > 0$)．$(CQ^{-1}C^{\mathrm{T}})^{-1}(\boldsymbol{b} + CQ^{-1}\boldsymbol{p})$ 也可用 Cholesky 分解计算，从而避免了复杂的矩阵求逆运算 [7]．因此，该算法具有较高的计算效率．与文献 [8] 的算法相类似，本文尚未给出该算法收敛性的严格证明，但在大量的设计实例中，该算法是收敛的．

4 设计举例

在滤波器组的设计中，通常用最大通带波纹 (PPR) 和最大阻带波纹 (PSR，即阻带衰减) 评价所设计的滤波器组的性能．$\mathrm{PPR} = \max|H_i(\omega) - D_i(\omega)|$, $\omega \in \Omega_{pi}$; $\mathrm{PSR} = \max|H_i(\omega) - D_i(\omega)|$, $\omega \in \Omega_{si}$．

为便于比较，用上述方法设计一个与文献 [5] 中例 1 、文献 [6] 中例 1 相同的低延迟滤波器组：

$$N_0 = 28, N_1 = 36, d_0 = 6, d_1 = 9, \omega_{p0} = 0.49\pi, \omega_{s0} = 0.6\pi, \omega_{p1} = 0.6\pi, \omega_{s1} = 0.4\pi$$

选取 $\alpha_0 = 0.2$, $\beta_0 = 1$, $\alpha_1 = 0.25$, $\beta_1 = 1$, $\tau = 0.5$, $\varepsilon = 5 \times 10^{-10}$．表 1 是用本文方法得到的 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的系数，在 PIII 微机上用 Matlab 语言设计该滤波器组所花费的 CPU 时间约为 0.6s．图 2 是 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的幅频响应．图 3、图 4 分别是 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的群延迟．图 5 是整个滤波器组的群延迟与期望值 $d = 6 + 9 = 15$ 的误差．表 2 是本文方法与其它方法的比较．可见，用本文方法设计的两通道低延迟滤波器组具有更高的阻带衰减．该滤波器组的延迟是 15，而同样长度的两通道线性相位滤波器组的延迟是 31．

设滤波器组的输入 $x(n)$ 是 $1, 2, 3, \cdots, 1000$，输出为 $\hat{x}(n)$．由于上述滤波器组的延迟是 d，故重构信号 $\hat{x}(n)$ 的信噪比 SNR_r 定义为 $10\lg\sum x(n)^2 - 10\lg\sum(x(n) - \hat{x}(n+d))^2$．在本例中，重构信号的信噪比 SNR_r 为 287 dB．

5 结论

低延迟滤波器组在许多实时处理领域中有重要应用．本文提出了一种新的两通道低延迟滤波器组的设计方法．该方法将优化的目标函数表示成滤波器系数的二次函数，通过迭代使用拉格朗日乘子法寻找最优解．该算法具有较高的计算效率，既能设计不同长度也能设计相同长度的滤波器组．文中给出了设计例子并与其它方法进行了比较．结果表明，用该方法设计的两通道线性相位滤波器组具有更高的阻带衰减．

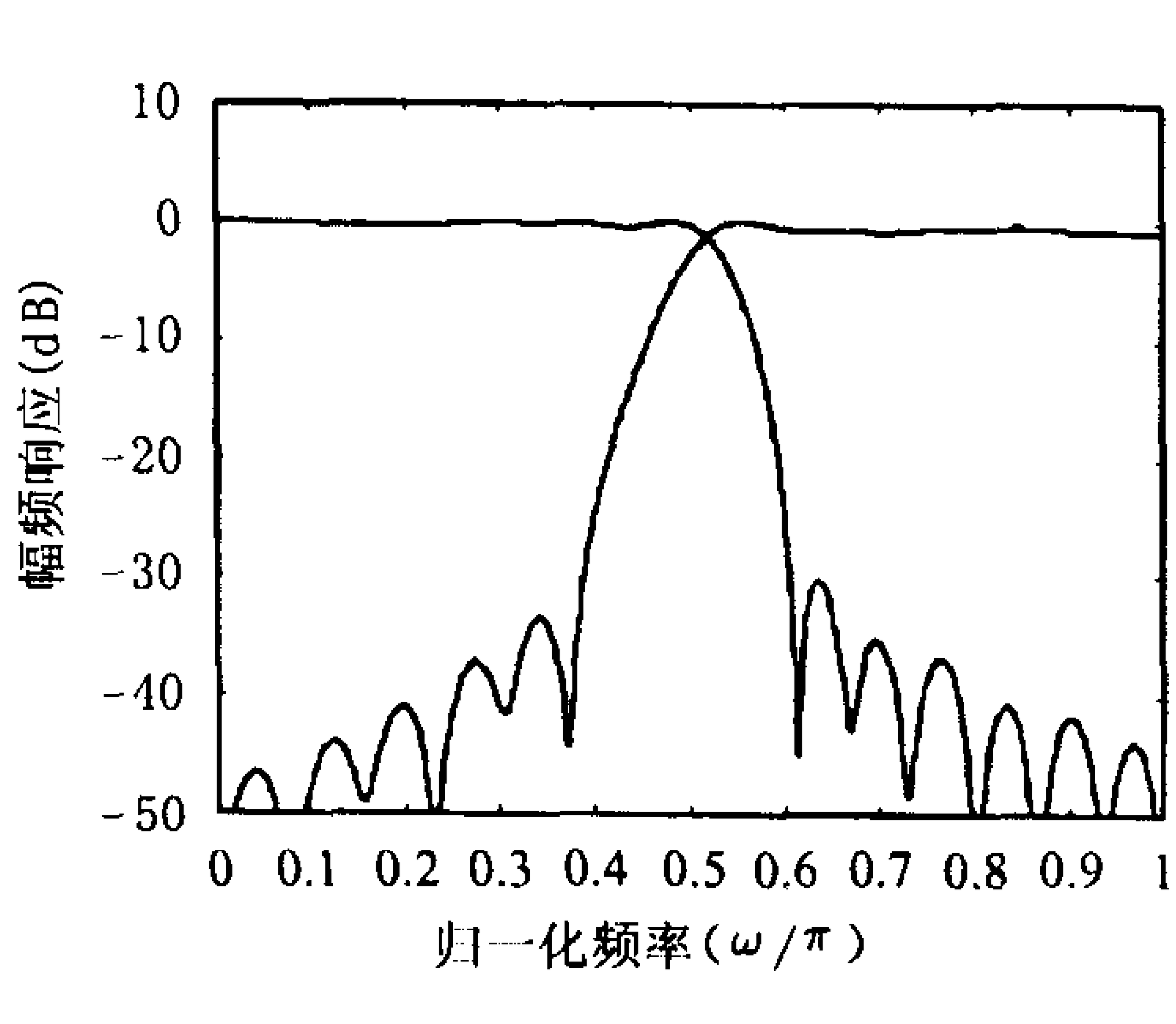

图 2　分析滤波器组的幅频响应

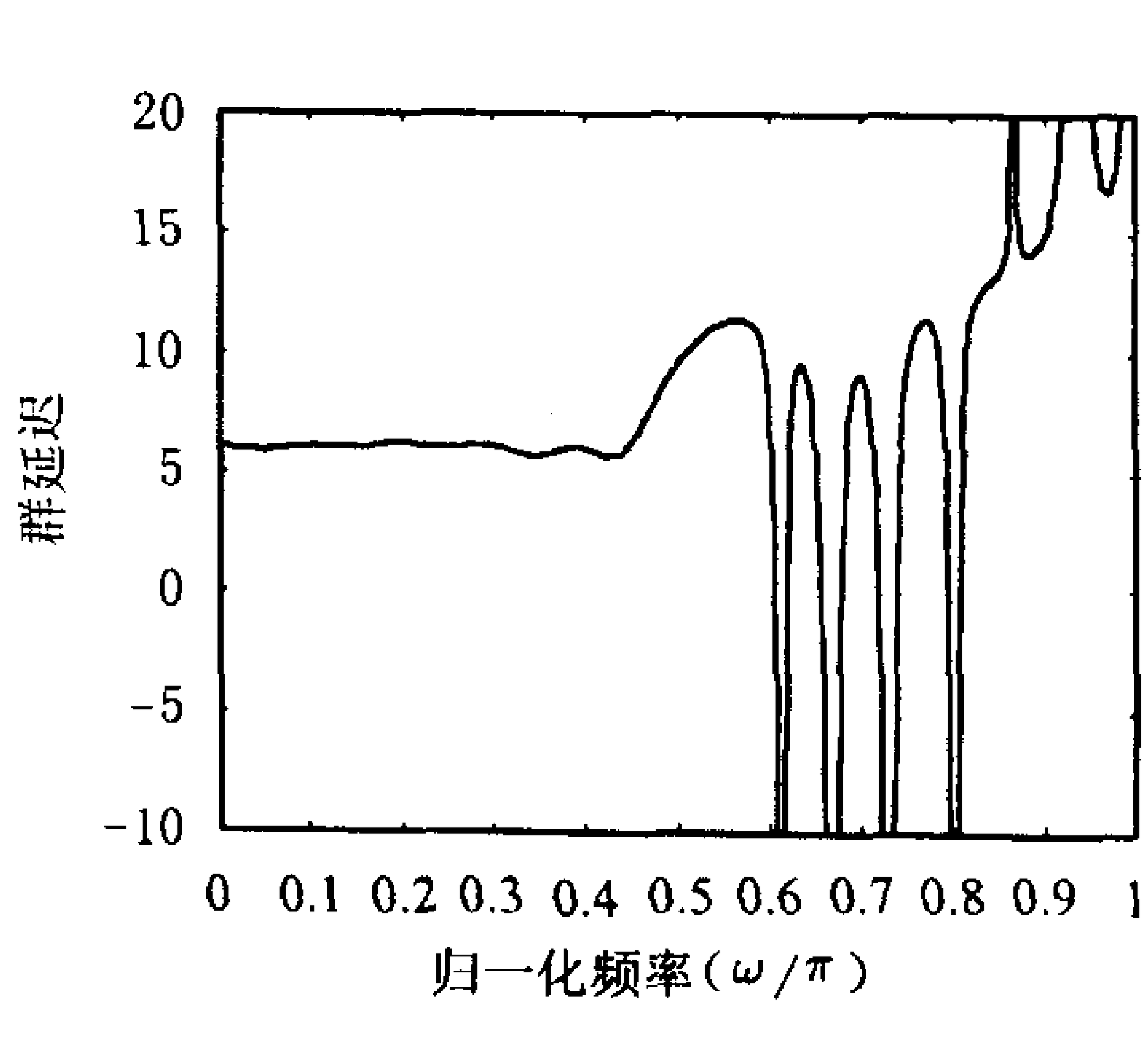

图 3　$H_0(z)$ 的群延迟

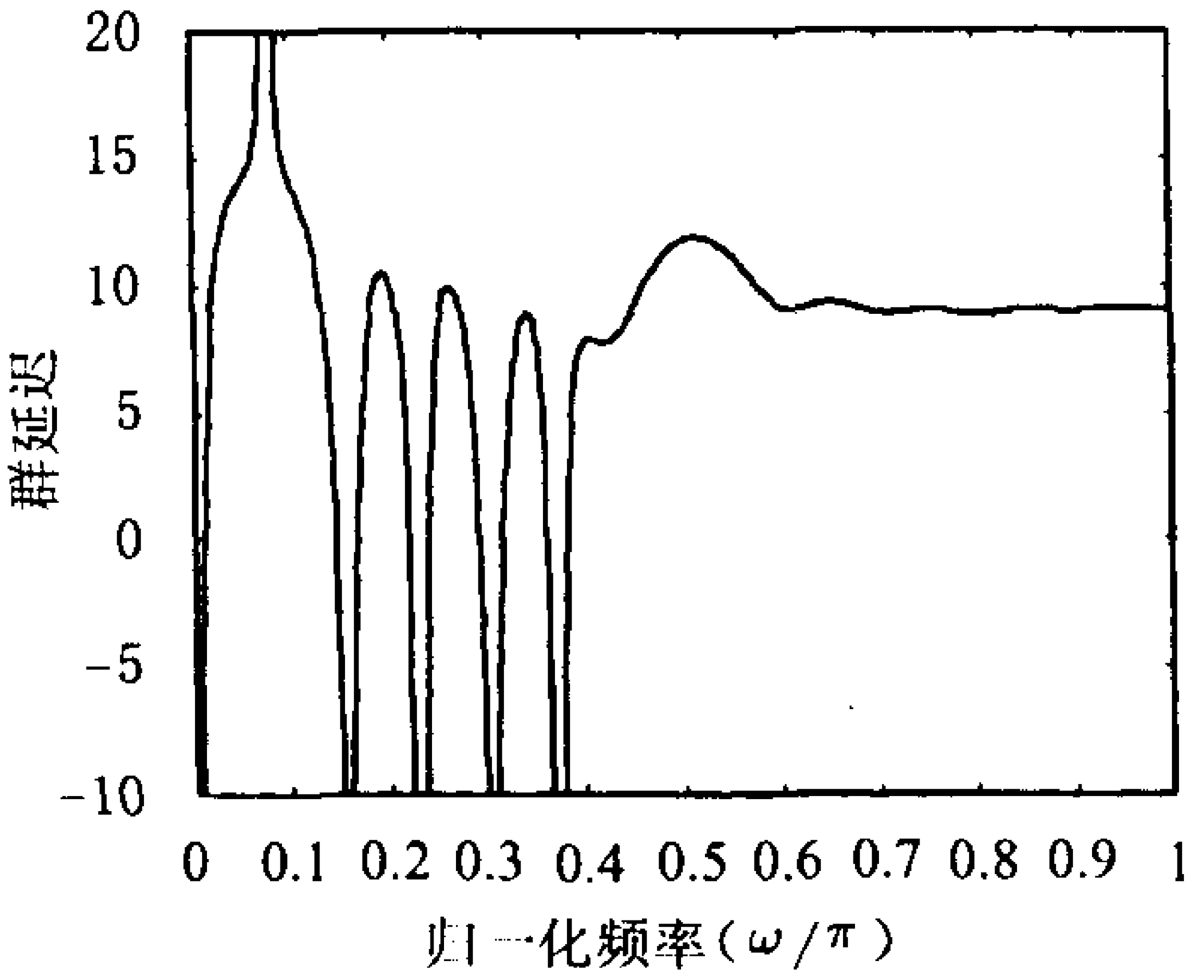

图 4　$H_1(z)$ 的群延迟

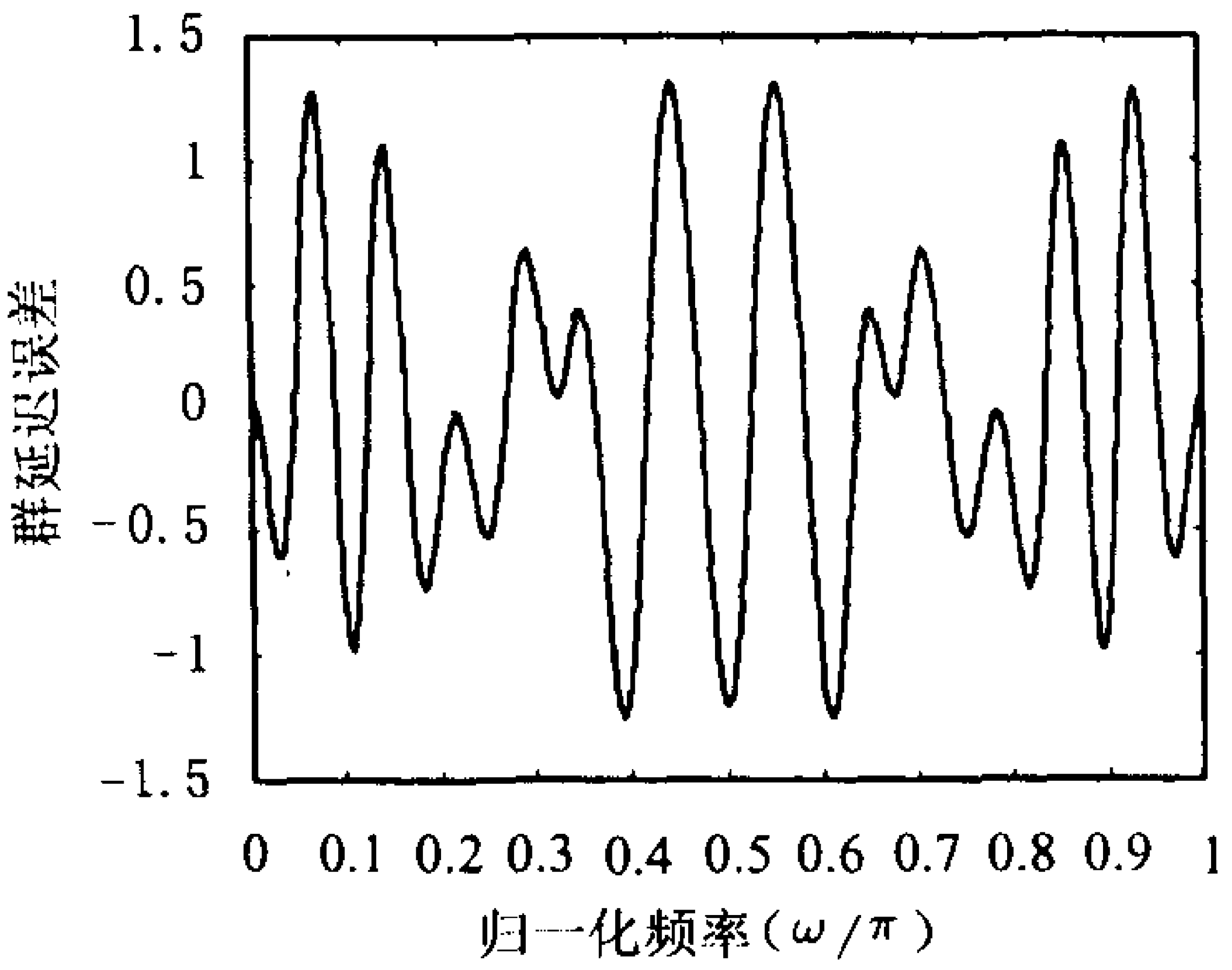

图 5　整个滤波器组的群延迟误差

表 1　分析滤波器组的系数

n	$h_0(n)$	$h_1(n)$
0	−1.363930780191080e−003	2.170039947542481e−004
1	2.775446597932838e−002	−4.415788599567944e−003
2	2.163705692149322e−002	−3.923964772476474e−003
3	−6.573778864784483e−002	2.025633605732843e−002
4	−2.768834684734657e−002	9.371292416485363e−003
5	2.819852601143447e−001	−1.370049636353879e−002
6	5.366688414112856e−001	−5.786794518983930e−002
7	3.484225949713533e−001	1.899954075258434e−002
8	−4.455375551193112e−002	2.708266858791531e−001
9	−1.273947836343974e−001	−5.208192054204825e−001
10	5.012704376689710e−002	3.617492076718233e−001
11	7.427333256808485e−002	2.095576295529189e−002
12	−5.286800749793251e−002	−1.432089135834522e−001
13	−4.463877422051393e−002	−1.950930172362508e−002
14	5.456985545466993e−002	9.327954480506942e−002
15	2.851885784260806e−002	1.639033506473953e−002
16	−4.856218359409489e−002	−6.630604202499515e−002
17	−1.345650456169662e−002	−8.287009454794436e−003
18	4.023538642457043e−002	4.453418864762385e−002
19	2.576918937988948e−003	5.501861573931177e−003
20	−3.098281187720595e−002	−3.089033300055932e−002
21	4.360981250584779e−003	−2.118496188166619e−003
22	2.227723429358031e−002	2.136039671044046e−002
23	−7.225912028407885e−003	−1.009373875739517e−003
24	−1.465492482324318e−002	−1.499057840492907e−002
25	7.208845569058123e−003	3.363924010155284e−003
26	9.315716500437724e−003	1.056316788621831e−002
27	−3.972030154881011e−003	−4.664047929481718e−003
28		−8.053780912590729e−003
29		3.413345791302314e−003
30		1.204709045975864e−003
31		−4.859349834933358e−004
32		−1.949014132022076e−004
33		9.523950036216533e−005
34		1.177459804315197e−004
35		−5.020446734911588e−005

表 2 本文方法与其它方法的比较 (dB)

	文献 [5] 中方法		文献 [6] 中方法		本文方法	
	PPR	PSR	PPR	PSR	PPR	PSR
$H_0(z)$	0.061	−20.79	0.032	−24.02	0.035	−24.93
$H_1(z)$	0.021	−18.06	0.010	−24.03	0.026	−25.1

参 考 文 献

[1] Scaglione A, Barbarossa S, Giannakis G B. Filterbank transceivers optimizing information rate in block transmissions over dispersive channels. *IEEE Trans. on IT*, 1999, 45(3): 1019–1032.

[2] Chan S C, Nallanathan A, Ng T S, Kwok P. A class of M-channel linear-phase biorthogonal filter banks and their applications to subband coding. *IEEE Trans. on SP*, 1999, 47(2): 564–571.

[3] Zhang Zijing, Jiao Licheng. Robust video integrator for scanning radars. *Electronics Letters*, 2000, 36(6): 570–572.

[4] Nayebi K, Barnwell T P, Smith M. Low delay FIR filter banks: design and evaluation. *IEEE Trans. on SP*, 1994, 42(1): 24–31.

[5] Abdel-Raheem E, El-Guibaly F, Antoniou A. Design of low-delay two-channel FIR filter banks using constrained optimization. *Signal Processing*, 1996, 48(3): 183–192.

[6] Yang S, Lee J, Chieu B. Minimax design of two-channel low-delay perfect-reconstruction FIR filter banks. *IEE Proc.-Vision Image Signal Processing*, 1999, 146(1): 15–24.

[7] Sunder S, Ramachandran R P. A least-squares design of nonrecursive filters satisfying prescribed magnitude and phase specifications, IEEE, International Symposium on Circuits and Systems, Chicago, U. S. A., 1993: 335–338.

[8] Xu J, Lu W, Antoniou A. Efficient iterative design method for cosine-modulated QMF banks. *IEEE Trans. on SP*, 1996, 44(7): 1657–1667.

张子瑜： 1969 年生，博士后，副教授，研究方向：信号分析理论、音频编码与语音处理、听觉场景分析.