

## \* 学术论文 \*

基于余弦调制构造  $M$  带紧支撑双正交小波 \*

王红霞 成礼智 吴 翊

国防科技大学理学院数学与系统科学系，长沙 410073

**摘要** 作为经典两带小波的拓展，基于完全重构（PR）滤波器理论研究了任意  $M$  带小波的性质，提出了基于余弦调制的提升结构构造  $M$  带紧支撑双正交小波的新算法。与通常的非线性优化方法相比，所提出的算法需要优化的参数更少，稳定性和鲁棒性更好，且可以用离散余弦变换（DCT）的快速算法实现。数值实验结果表明，这种方法不但实现简单快捷，而且所得到的多带小波性能比现有方法有显著改进。

**关键词** PR 滤波器组  $M$  带小波 提升结构 余弦调制 DCT

目前应用最广泛的小波本质上是一种特殊形式的两带完全重构（PR）滤波器组<sup>[1,2]</sup>，将这种滤波器组拓展到  $M$  ( $M \geq 2$ ) 带的情形进而得到  $M$  带小波<sup>[3]</sup>，不但可以为信号处理提供更为细致有效的手段，而且还具有一些两带小波所不具备的重要性质。研究任意  $M$  带小波的构造及小波的应用近年来备受关注。

在小波理论中，小波的构造是关键也是难点。随着  $M$  的增大， $M$  带小波滤波器组中待设计的参数大大增加，使得多带小波的构造难度倍增。为了解决多带小波构造问题，Chan 等在文献[4]中研究了基于余弦调制构造长度为  $2sM$  的双正交小波，但是对于设计原型滤波器的非线性优化算法的实现并没有描述。在经典 PR 滤波器构造方法——晶格结构设计法<sup>[3]</sup>中，由于多相位矩阵分解的形式并不唯一，且滤波器较长时，总是用局部最优的目标函数来代替全局最优，因而存在局限。Nguyen<sup>[5]</sup>和张子敬等<sup>[6]</sup>分别研究了基于余弦调制构造 PR 滤波器组和多带正交小波，其中非线性优化问题的求解都采用 QCLS(quadratic-constrained least-squares) 算法<sup>[5]</sup>，

有效简化了优化过程，但是并未涉及多带小波双正交的情形（与设计同样长度的正交小波相比，双正交时待优化的参数要多出一倍）。

本文提出了一种结合 QCLS 算法和多相位提升分解<sup>[7]</sup>构造  $M$  带双正交小波的新算法，其基本思想是首先将目标函数表示成待定参数的二次多项式，并用提升结构表示 PR 条件，在满足完全重构的提升格式下改进参数取值使目标函数逐步达到最优。这种方法大大减少了待定参数的数目，简化了问题求解的复杂度<sup>[8~10]</sup>，同时有效改善了多带小波的设计性能。

## 1 基于余弦调制构造 PR 滤波器组

设  $H_i(z)$  和  $\widetilde{H}_i(z)$ ， $i = 0, 1, \dots, M-1$  分别表示  $M$  带滤波器组的分解和重构滤波器，当输入信号为  $x(n)$  时，若输出信号  $\hat{x}(n)$  满足

$$\hat{x}(n) = x(n - n_d), \quad (1)$$

$n_d$  为常数则  $|H_i(z)|$  和  $|\widetilde{H}_i(z)|$ ， $i = 0, 1, \dots,$

2003-03-18 收稿，2003-08-25 收修改稿

\* 国家自然科学基金资助项目(批准号: 10171109)

E-mail: whx8292@hotmail.com

$M - 1$  称为 PR 滤波器组。滤波器组的 PR 条件在时域上等价于

$$\sum_i \sum_r h_i(Mr - m) \tilde{h}_i(n - Mr) = \delta(m - n + n_d), \\ m = 0, 1, 2 \cdots, M - 1. \quad (2)$$

当分解和重构滤波器组双正交时，也即

$$\sum_n h_i(n) \tilde{h}_j(n - Mr) = \delta(r) \delta(i - j). \quad (3)$$

比较(2) 和 (3)式可知，当系统中均为因果 FIR(finite impulse response) 滤波器时，双正交条件和 PR 条件是等价的。

仅由上述 PR 条件构造出有用的滤波器组是非常困难的，余弦调制是一种比经典的晶格结构法简便得多的方法<sup>[8,9]</sup>。对分解端而言，只需要构造一个称为“原型滤波器”的 FIR 滤波器，就可以通过对该原型滤波器作余弦调制很方便地得到所有  $M$  个分解滤波器。对分解和合成端的两个原型滤波器添加特定条件，调制得到的整个滤波器组就是完全重构的。这不但降低了计算复杂度，而且很好地避免了分解全局优化目标的问题，提高了算法实现性能。

设有 FIR 原型滤波器  $h(n)$  和  $g(n)$ ，记

$$\begin{cases} c_{k,n} = 2\cos[(2k+1)(2n-D)\pi/(4M) + (-1)^k\pi/4] \\ \tilde{c}_{k,n} = 2\cos[(2k+1)(2n-D)\pi/(4M) - (-1)^k\pi/4] \end{cases}. \quad (4)$$

根据(4)式进行调制，就得到分解和重构端的滤波器组  $\{h_k(n)\}_{k=0,1,\dots,M-1}$  和  $\{\tilde{h}_k(n)\}_{k=0,1,\dots,M-1}$ <sup>[9]</sup>：

$$\begin{cases} h_k(n) = c_{k,n}h(n), n = 0, 1, \dots, L_h - 1 \\ \tilde{h}_k(n) = \tilde{c}_{k,n}g(n), n = 0, 1, \dots, L_{\tilde{h}} - 1 \end{cases}, \quad (5)$$

其中  $D$  表示滤波器组的系统延迟， $D \in [M - 1, L_h + L_{\tilde{h}} - M + 1]$ ， $L_h$  和  $L_{\tilde{h}}$  分别表示分解和合成滤波器的长度。当原型滤波器具有线性相位时，调制得到的滤波器组正交；否则，滤波器组双正交。

由(4)和(5)式，构造  $M$  带 PR 滤波器组就转化为构造原型滤波器  $h(n)$  和  $g(n)$ (分别对应得到分

解和重构端滤波器组)。下述引理 1 给出了滤波器组完全重构时原型滤波器必须满足的条件。

**引理 1<sup>[10]</sup>** 设原型滤波器  $H(z)$  的长度为  $L = 2sM$  且其多相位分解为

$$H(z) = \sum_{m=0}^{2M-1} z^{-m} \sum_n h(2Mn + m) z^{-2Mn} \\ = \sum_{m=0}^{2M-1} z^{-m} E_m(z^{2M}). \quad (6)$$

若  $E_m(z)$  满足

$$E_m(z)E_{2M-m-1}(z) + E_{M+m}(z)E_{M-m-1}(z) = \beta z^{-d}, \quad (7)$$

则在(4)式中取  $D = L - 1$  得到的因果 FIR 滤波器组是双正交的，也即满足 PR 条件。

由(7)式知，Laurent 多项式  $\{E_m(z), E_{M+m}(z)\}$  互素，且原型滤波器  $H(z)$  的长度为  $L = 2sM$  时， $\{E_m(z)\}_{m=0,1,\dots,2M-1}$  的次数皆相等，由多项式的欧氏除法得  $\begin{bmatrix} E_m(z) \\ E_{M+m}(z) \end{bmatrix} = \prod_{i=0}^{s-1} \begin{bmatrix} q_i(z) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ 0 \end{bmatrix}$ ，其中  $\partial(q_0(z)) = 0$ ， $\partial(q_i(z)) = 1$ ， $i = 1, \dots, 2M - 1$ 。

(7)式的矩阵表示为

$$\det \begin{bmatrix} E_m(z) & -E_{M-m-1}(z) \\ E_{M+m}(z) & E_{2M-m-1}(z) \end{bmatrix} = \beta z^{-d}, \text{ 因此} \\ \begin{bmatrix} E_m(z) & -E_{M-m-1}(z) \\ E_{M+m}(z) & E_{2M-m-1}(z) \end{bmatrix} = \prod_{i=0}^{s-1} \begin{bmatrix} q_i(z) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \alpha & c(z) \\ 0 & \beta/\alpha z^{-d} \end{bmatrix}, m = 0, 1, \dots, \frac{M}{2}, \quad (8)$$

(8)式即为原型滤波器  $h(n)$  的提升结构。事实上，要设计原型滤波器，只要求得  $\{q_i(z)\}_{i=0,1,\dots,s-1}$  就可以了。反之，只要给定  $\{q_i(z)\}_{i=0,1,\dots,s-1}$ ，按照(8)式得到的  $\{E_m(z)\}_{m=0,1,\dots,2M-1}$  总对应 PR 滤波器组。PR 条件的提升结构不但可以简化优化求解的复杂度，得到全局最优的结果，而且使得 PR 滤波器组的设计更加灵活多样。

此外，根据(5)式，当  $D$  为偶数时，余弦调制可通过 DCT-III 来实现；当  $D$  为奇数时，则可由 DCT-IV 实现。DCT 的快速算法实现可以用来加速调制计算的过程，提高滤波器组的设计效率<sup>[11]</sup>。

## 2 M 带双正交小波及其构造

本节考虑如何在 PR 滤波器组的基础上构造 M 带小波的问题.

### 2.1 M 带双正交小波

M 带小波的尺度方程为

$$\begin{cases} \varphi(t) = \sqrt{M} \sum_n h_0(n) \varphi(Mt - n) \\ \tilde{\varphi}(t) = \sqrt{M} \sum_n \tilde{h}_0(n) \tilde{\varphi}(Mt - n) \end{cases}, \quad (9)$$

当(9)式存在连续函数解时, 称  $\varphi(t)$ ,  $\tilde{\varphi}(t)$  为 M 带小波的尺度函数. 相应的小波函数为

$$\begin{cases} \Psi_i(t) = \sqrt{M} \sum_n h_i(n) \varphi(Mt - n) \\ \tilde{\Psi}_i(t) = \sqrt{M} \sum_n \tilde{h}_i(n) \tilde{\varphi}(Mt - n) \end{cases}, \quad i = 1 \cdots, M - 1. \quad (10)$$

记  $\begin{cases} H_i(\bar{\omega}) = \sum_n h_i(n) e^{-jn\bar{\omega}} \\ \tilde{H}_i(\bar{\omega}) = \sum_n \tilde{h}_i(n) e^{-jn\bar{\omega}} \end{cases}$   $i = 0, 1 \cdots, M - 1,$

且  $\Phi$ ,  $\tilde{\Phi}$ ,  $\Psi_i$ ,  $\tilde{\Psi}_i$  分别是  $\varphi$ ,  $\tilde{\varphi}$ ,  $\Psi_i$ ,  $\tilde{\Psi}_i$  的连续 Fourier 变换, 由(9)和(10)式易得

$$\begin{cases} \Phi(\bar{\omega}) = \prod_{i=1}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{M}} H_0(M^{-i}\bar{\omega}) \Phi(0) \\ \tilde{\Phi}(\bar{\omega}) = \prod_{i=1}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{M}} \tilde{H}_0(M^{-i}\bar{\omega}) \tilde{\Phi}(0) \end{cases}. \quad (11)$$

在(11)式中令  $\bar{\omega} = 0$ , 则  $H_0(0) = \tilde{H}_0(0) = \sqrt{M}$ ,

也即  $\sum_n h_0(n) = \sum_n \tilde{h}_0(n) = \sqrt{M}$ ,  $(12)$

(12)式称为小波滤波器的归一化条件.

又由小波的容许条件得

$$\sum_n h_i(n) = \sum_n \tilde{h}_i(n) = 0, i = 1, 2, \cdots, M - 1, \quad (13)$$

(12), (13)式称为小波滤波器的初始化条件.

为了保证方程(9)存在连续解且具有一定光滑阶, 我们还要求滤波器满足正则性或消失矩条件.

**定义 1** M 带滤波器组中, 若低通滤波器  $H_0(z)$  可以表示成如下形式

$$H_0(z) = \left[ \frac{1 + z^{-1} + z^{-2} + \cdots + z^{-(M-1)}}{M} \right]^K Q(z), \quad (14)$$

其中  $Q(z)$  是关于  $z^{-1}$  的多项式, 则称  $H_0(z)$  是 K 阶正则的(或有 K 阶消失矩).

正则性是小波滤波器的重要性质之一, 正则阶大小反映了小波在其支撑集上衰减的快慢, 同时还是其能量集中性质的度量. 以下定理给出了 K 阶正则滤波器可以构成小波的充分条件.

**定理 1**<sup>[12]</sup> 设由  $H_i(z)$  和  $\tilde{H}_i(z)$ ,  $i = 0, 1, \cdots, M - 1$  构成的滤波器组完全重构, 且  $H_0(z)$  K 阶正则. 若存在  $k \geq 0$ , s.t.

$$B_k = \max_{\omega} |Q(\omega)Q(M^{-1}\omega)\cdots Q(M^{1-k}\omega)| < M^{K-1/2}, \quad (15)$$

则(9)式表示的尺度函数  $\varphi(t)$  满足  $|\Phi(\omega)| \leq c(1 + |\omega|)^{-1/2-\epsilon}$ , 其中

$$\epsilon = K - 1/2 - \frac{\log B_k}{\log M} > 0. \quad (16)$$

当(15)式成立时, 由  $H_i(z)$ ,  $i = 0, 1, 2, \cdots, M - 1$  按(10)式得到的函数,  $\psi_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \cdots, M - 1$  可以生成 Riesz 基, 进而即为分解端的小波函数.

综上所述, 要构造 M 带小波, 实质上就是构造具有一定正则阶的 PR 滤波器组, 其中尺度滤波器  $H_0(z)$  满足(12)(14)和(15)式.

### 2.2 基于余弦调制构造双正交小波

在(5)式中令  $k = 0$ , 得

$h_0(n) = c_{0,n} h(n) = 2h(n) \cos [n\pi/(2M) + (M-D)\pi/(4M)]$ , 因此  $H_0(\bar{\omega}) = e^{j\theta_0} H[\bar{\omega} - \pi/(2M)] + e^{-j\theta_0} H[\bar{\omega} + \pi/(2M)]$ , 其中  $H(\bar{\omega}) = \sum_n h(n) e^{j\bar{\omega}n}$ ,  $\theta_0 = (M-D)\pi/(4M)$ . 一般的,  $\forall k$

$$= 0, 1, \dots, M-1,$$

$$H_k(\bar{\omega}) = e^{j\theta_k} H[\bar{\omega} - (2k+1)\pi/(2M)] + e^{-j\theta_k} H[\bar{\omega} + (2k+1)\pi/(2M)], \quad (17)$$

$$\theta_k = (-1)^k \pi/4 - (2k+1)D\pi/(4M).$$

由于  $H_0(z)$  的正则阶为  $K$  等价于  $\bar{\omega} = (4m \pm 1)\pi/(2M)$ ,  $m = 1, 2, \dots, M-1$  是  $H(\bar{\omega})$  的  $K$  阶根, 可以令

$$\begin{aligned} & H(\bar{\omega}) \\ &= \left[ \prod_{m=1}^{M-1} (e^{-j\bar{\omega}} - e^{-j\pi(4m+1)/(2M)})(e^{-j\bar{\omega}} - e^{-j\pi(4m-1)/(2M)}) \right]^k. \\ & R(\bar{\omega}) \\ &= \left[ \prod_{m=1}^{M-1} (e^{-j\bar{\omega}} - e^{-j\pi(2m+1)/(2M)})(e^{-j\bar{\omega}} - e^{-j\pi(2m-1)/(2M)}) \right]^k. \\ & R(\bar{\omega}), \end{aligned} \quad (18)$$

其中  $R(\bar{\omega})$  是关于  $e^{-j\bar{\omega}}$  的多项式. 也即

$$H(z) = \left[ \prod_{m=1}^{M-1} (z^{-2} - 2\cos(\pi(2m+1)/(2M))z^{-1} + 1) \right]^k. \\ R(z). \quad (19)$$

由于  $\left[ \prod_{m=1}^{M-1} (z^{-2} - 2\cos(\pi(2m+1)/(2M))z^{-1} + 1) \right]^k$  具有线性相位, 所以  $|H(\bar{\omega})|^2 = c|R(\bar{\omega})|^2$ , 从而设计原型滤波器  $H(z)$  的目标函数就简化为  $\min \int_{\bar{\omega}_s}^{\pi} |R(\bar{\omega})|^2 d\bar{\omega}$ , 其中  $\bar{\omega}_s$  是原型滤波器的止带频率, 约束条件为(7), (12)和(15)式. 这是一个非线性优化问题, 当  $H(z)$  的长度为  $L = 2sM$ , 尺度滤波器  $H_0(z)$   $K$  阶正则时, 目标函数  $R(z) = R(\bar{\omega})|_{\bar{\omega}=e^{-j\bar{\omega}}}$  中待定参数有  $L_m = 2sM - 2K(M-1) - 1$  个. 当滤波器组正交时, 可以证明滤波器  $H(z)$  和  $R(z)$  均有线性相位, 也即  $H(z)$  和  $R(z)$  的系数分别对称; 当滤波器组双正交时就不具有系数对称性质, 但设计范围大大扩展, 可以得到性能更好的滤波器组. 下面将考虑双正交情形下优化问题的求解. 本文通过 QCLS 方法结合多相位的提升格式(8)来简化优化问题的求解过程.

记

$$P(z) = \left[ \prod_{m=1}^{M-1} (z^{-2} - 2\cos(\pi(2m+1)/(2M))z^{-1} + 1) \right]^k,$$

$$p = [p(0), p(1), \dots, p(L_p-1)]^T;$$

$$h = [h(0), h(1), \dots, h(L-1)]^T,$$

$r = [r(0), r(1), \dots, r(L_m)]^T$ ,  $p$  和  $r$  分别是多项式  $p(z)$  和  $r(z)$  的系数向量, 由(19)式知,  $h(m) = \sum_n P(n)r(m-n) = p * r$ ; 目标函数可以化为<sup>[9]</sup>  $\int_{\bar{\omega}_s}^{\pi} |R(\bar{\omega})|^2 d\bar{\omega} = r^T \cdot P \cdot r$ , 其中  $P$  是与  $r$  无关的对称正定矩阵. 其约束即为 PR 条件(7)式. 记  $e = [1, z^{-1}, \dots, z^{-L_m}]^T$ , 则

$$E_m(z) = h^T V_m e = (p * r)^T V_m e, \quad (20)$$

$$\text{其中 } [V_m]_{i,j} = \begin{cases} 1, & i = 2Mj + m \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \in \mathbb{R}^L \times \mathbb{R}^s.$$

对于指定的滤波器长度  $L$  和消失矩阶数  $K$ , 我们可以按以下算法求优化问题的解  $r$ , 进而得到原型滤波器  $H(z)$ :

- (i) 给定初值  $r^{(0)}$ ,  $k = 0$ ;
- (ii) 设第  $k$  步迭代得到的结果为  $r^{(k)}$ , 由(20)式求  $\{E_m^{(k)}(z)\}$ ,  $m = 0, 1, \dots, 2M-1$ ;
- (iii) 若  $k = 0$ , 对  $\{E_m^{(k)}(z), E_{M+m}^{(k)}(z)\}$ , 作欧氏分解得  $\begin{bmatrix} E_m^{(k)}(z) \\ E_{M+m}^{(k)}(z) \end{bmatrix} = \prod_{i=0}^m \begin{bmatrix} q_i^{(k)}(z) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ 0 \end{bmatrix}$ ,  $m = 0, 1, \dots, M/2$ , 根据 PR 条件(7)式进一步得到多相位矩阵分解式(8);
- (iv) 若  $k > 0$ , 改进参数得到  $q_i^{(k+1)}$ . 根据(8)式求得对应的  $h^{(k+1)}$ , 并且由(19)式求  $r^{(k+1)}$ ;

- (v) 求目标函数  $\int_{\bar{\omega}_s}^{\pi} |R(\bar{\omega})|^2 d\bar{\omega} = [r^{(k+1)}]^T \cdot P \cdot r^{(k+1)}$ , 若目标函数值达到最小(通常设为满意水平), 则迭代结束; 反之,  $k = k + 1$ , 返回(ii);

这里的初值  $r^{(0)}$  按文献[13]中所描述的特征滤波器的方法得到; 对于优化问题的解  $r$ , 还需要根据(15)式验证对应的低通滤波器  $H_0(z)$  是否可以按(9)式生成连续的尺度函数, 也即滤波器组是否可以构成小波.

### 3 算法实现与结果

我们用上述方法可以设计具有指定正则阶  $K$  的

任意  $M$  带双正交小波(长度为  $2sM$ )。这里以 4 带双正交小波构造为例, 其中分解和重构端的正则阶均为 1, 滤波器长度均为 40, 结果如图 1~3 所示。比较文献[4]和[7]中的结果可以发现, 按本文的新算法构造得到的原型滤波器旁瓣更低, 滤波器组的频域分析特性更好, 同时小波具有很好的光滑性和较快的衰减速度。

本文提出的方法不但计算量和设计复杂度大大小于先用晶格结构分解多相位矩阵再优化目标函数

的经典方法, 而且得到的滤波器总是准确完全重构的(只要系数所取的精度足够高), 这比优化局部目标函数得到的结果更理想。由于正交小波是双正交小波的一种特殊情形, 这种方法同样适合正交多带小波的设计, 而且正交时将比本文所讨论的双正交问题更简单。此外, 我们还可以通过逐级增加提升结构中提升单元的数目来设计长度顺次增大的小波滤波器序列。也就是说, 该算法有很好的灵活性和可扩展性。

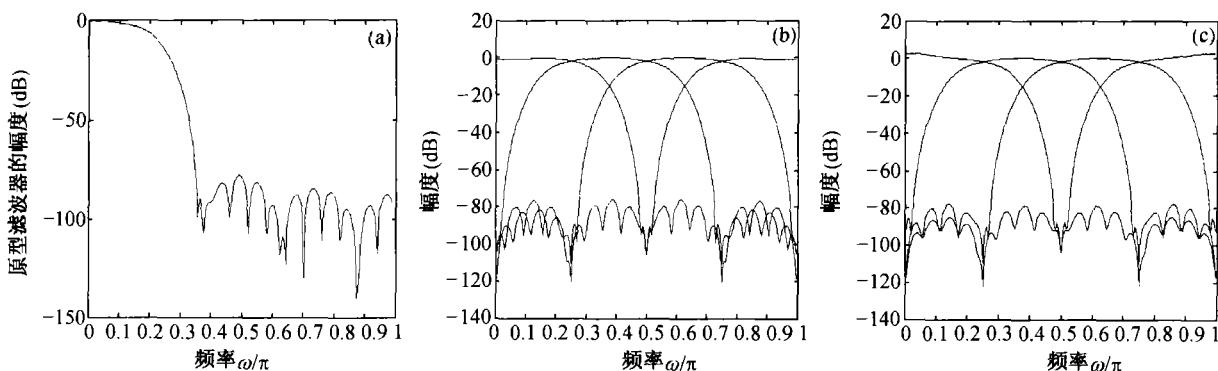


图 1 滤波器的频率响应  
(a) 原型滤波器; (b) 分析滤波器组; (c) 合成滤波器组

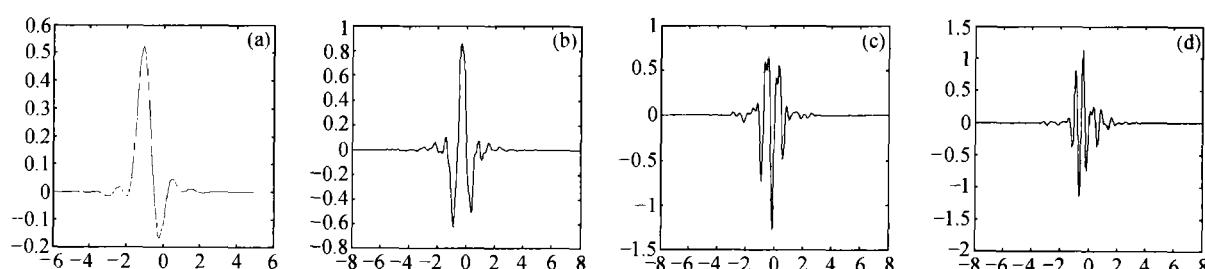


图 2 分解端函数  
(a) 尺度函数; (b)~(d) 分别为  $H_i$ ,  $i=1, 2, 3$  对应的小波函数;

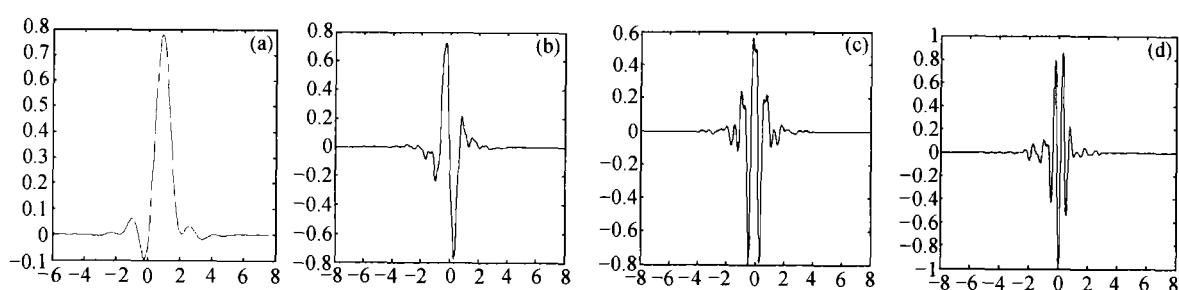


图 3 合成端函数  
(a) 尺度函数; (b)~(d) 分别为  $\tilde{H}_i$ ,  $i=1, 2, 3$  对应的小波函数

## 參 考 文 獻

- 1 Daubechies I. Ten Lectures on Wavelets. CBMS-NSF Series on Applied Mathematics. Philadelphia, PA: SIAM, 1992
- 2 Vetterli M, et al. Wavelets and filter banks: Theory and design. IEEE Trans Signal Processing, 1992, 40: 2207
- 3 Vaidyanathan P P. Multirate Systems and Filter Banks. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993
- 4 Chan S C, et al. M-channel compactly supported biorthogonal cosine-modulated wavelet bases. IEEE Trans Signal Processing, 1998, 46: 1142
- 5 Nguyen T Q. Digital filter bank design quadratic-constrained formulation. IEEE Trans Signal Processing, 1995, 43: 2103
- 6 张子敬, 等. M带余弦调制正交小波的设计. 电子学报, 2001, 29: 1091
- 7 Daubechies I, et al. Factoring wavelet transforms into lifting steps. J Fourier Anal Appl, 1998, 4 (3): 247
- 8 Koilpillai R D, et al. Cosine modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction. IEEE Trans Signal Processing, 1992, 40: 2703
- 9 Nguyen T Q, et al. The theory and design of arbitrary-length cosine-modulated filter banks and wavelets satisfying perfect reconstruction. IEEE Trans Signal Processing, 1996, 44: 473
- 10 Nguyen T Q, et al. Biorthogonal cosine-modulated filter bank. Proc IEEE ICASSP, 1996, III: 1471
- 11 Cheng L Z, et al. New polynomial transform algorithm for multidimensional type-IV DCTs. IEE Proceedings: Vision, Image and Signal Processing, 2001, 148(4): 263
- 12 Steffen P, et al. Theory of regular M-band wavelet bases. IEEE Trans Signal Processing, 1993, 41: 3497
- 13 Nguyen T Q. The design of arbitrary FIR digital filters using the eigenfilter method. IEEE Trans Signal Processing, 1993, 41: 1128

## 美国国立卫生研究院实施最新策略，加速临床医学发展

为提高医学研究能力，加速基础医学研究成果向临床应用的转化，美国国立卫生研究院（NIH）院长 Elias A. Zerbouni 博士于 2003 年 10 月 1 日公布了一系列的改革方案，总称为 NIH 医学研究指南。该指南体现的是以疾病为导向的、崭新的研究模式。

NIH 的研究指南是由美国的 300 余名学术界、企业界权威人士，政府部门领导和公众代表共同制定的，作为 NIH 未来战略投资的框架，将使 NIH 的生物医学研究的整体蓝图得到最佳规划。该指南是建立在 NIH 所取得的巨大研究成就基础上的，而这一切部分要归功于近来 NIH 经费预算的加倍投入。为建立更为有效、高产的医学研究体系，NIH 研究指南将主要致力于以下 3 方面：

### 1. 探索生命现象新的传导通路

这些启动项目将为诊断、治疗和预防疾病新策略的创建提供坚实的科学基础。该领域的执行小组有：分子库与分子成像；生物信息学与计算机生物学；纳米医学；结构生物学；构建生物学通路及其阻断模型。

### 2. 组建未来研究团队

当前生物医学研究问题多、规模大、复杂性高，这就要求科学家们打破原有研究领域的束缚，探索组建新的研究团队。作为组建未来研究团队的主题之一，NIH 研究指南鼓励科学家和研究机构尝试新的研究模式。该领域的执行小组有：高风险研究——NIH 院长创新基金小组；交叉领域研究小组；公私协作小组。

### 3. 临床研究的再塑工程

基础研究成果应尽快转化为诊断试剂、药物、治疗方法或预防手段，这种转化也正是 NIH 的核心任务。NIH 力促各学术中心组建综合网络，共同进行临床试验，以便于医生收集到足够大的样本。

经过 NIH 27 个研究所及研究中心主任商讨和学术审阅，将 NIH 研究指南的战略目标集中在上述 3 个方面的 28 个启动项目，分别由几个执行小组负责实施。

供稿：董尔丹 徐岩英