

## 基于全相位 IDCT 滤波器的内插重采样分层编码技术

侯正信 郭旭静 杨喜

(天津大学电信学院 天津 300072)

**摘要:** 该文提出了一种基于全相位逆离散余弦变换(APIDCT)内插滤波器的重采样分层编码技术。全相位数字滤波器(APDF)是一种新型的线性相位滤波器。该文给出了 APIDCT 的设计方法,并通过比较几种 APDF 的性能,证明 APIDCT 在图像内插方面性能优异。在此内插方法基础上,结合重采样和自适应算术编码形成了分层图像编码技术,这种技术算法简单,适用于空间可分级编码。实验结果表明仅用其中 3 层,重建图像的峰值信噪比和压缩率就可达到略优于 JPEG 的效果,并且压缩率高时也不会出现块效应。

**关键词:** 全相位逆离散余弦变换(APIDCT), 重采样, 内插, 残差, 分层编码

**中图分类号:** TN919.8      **文献标识码:** A      **文章编号:** 1009-5896(2005)06-0865-05

## A Hierarchical Coding Technique Based on All Phase IDCT Interpolation

Hou Zheng-xin   Guo Xu-jing   Yang Xi

(School of Electronic Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

**Abstract** This paper proposes a hierarchical coding technique based on the All Phase Inverse Discrete Cosine Transform (APIDCT) interpolation. The All Phase Digital Filter (APDF) is a new type of linear phase filter. This paper compares the performances of several kinds of APDF and demonstrates that the APIDCT filter has the best performance in image interpolation. By combining the interpolation filter with multi-subsampling and adaptive arithmetic coding, a simple hierarchical image coding method is shaped up. This technique can be used to scalable coding in spatial resolution. Simulation results show that the compression ratio and restored image quality better than JPEG<sup>[1]</sup> compression can be achieved by only three layers, and no block effect is found even in high compression ratio.

**Key words** All Phase Inverse Discrete Cosine Transform (APIDCT), Multi-subsample, Interpolation, Residual, Hierarchical coding

### 1 引言

分层编码是一种有效解决带宽受限时图像传输的灵活的编码方法。然而,传统分层编码的计算复杂度在目前各种编码方法中虽是最高的,但还存在一些其他的问题,例如:拉普拉斯金字塔方法<sup>[1,2]</sup>需经过低通滤波形成高斯塔体,编码后总的样点数比原始图像多,存在量化误差的积累,且在编码层数较大时性能不及传统的离散余弦变换(DCT)编码。

本文提出了一种分层编码技术,在形成高斯塔体时,只需以二进制方式逐级直接斜交重采样,编码后总的样点数同原始图像相同,而且各高斯平面都是由原始图像采样后的原始像素组成,适合于细节较多的图像丢色传输。此外,本文还采用了一种新型的二维线性相位滤波器——全相位逆离散余弦变换(即 APIDCT)进行内插,产生的残差更小,能有效克服传统 DCT 变换的块效应。

### 2 二维逆离散余弦变换(IDCT)全相位内插滤波器的设计

文献[3]提出了基于 DFT 的全相位数字滤波器的设计方法。同样,基于逆离散余弦变换也可设计出另一种全相位数字滤波器。IDCT/DCT 的反余弦列率<sup>[3]</sup>滤波可由下式表示:

$$Y = C^T(F \cdot CZ) \quad (1)$$

其中  $Z$  是时域离散信号  $Z(n)$  经分段得到的一段长度为  $N$  的数据向量;  $C$  和  $C^T$  分别为  $N \times N$  的 IDCT 和 DCT 变换矩阵;  $F$  是长度为  $N$  的列率响应向量; “ $\cdot$ ” 表示两向量对应元素相乘;  $Y$  是  $Z$  的滤波输出向量。将式(1)表示成分量形式,  $Y$  的第  $i$  个元素为

$$\begin{aligned} Y(i) &= \sum_{k=0}^{N-1} C^T(i, k) \left\{ F(k) \sum_{j=0}^{N-1} C(k, j) Z(j) \right\} \\ &= \sum_{j=0}^{N-1} Z(j) \sum_{k=0}^{N-1} C^T(i, k) C(k, j) F(k) \end{aligned}$$

$$= \sum_{j=0}^{N-1} H(i, j) Z(j), \quad i=0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中

$$H(i, j) = \sum_{k=0}^{N-1} C^T(i, k) C(k, j) F(k), \quad i, j=0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

对于不同的分段起点可能存在  $N$  个不同的数据段  $Z_0, Z_1, \dots, Z_{N-1}$ , 它们都可以包含输入信号中的某点  $Z(n)$ :

$$Z(n) = Z_0(N-1) = Z_1(N-2) = \dots = Z_{N-1}(0)$$

也就是说对应同一点  $Z(n)$ , 随分段起点不同, 可能出现  $N$  个不同的滤波值:  $Y_0(N-1), Y_1(N-2), \dots, Y_{N-1}(0)$ , 其中  $Y_i(N-1-i)$  所对应的数据块为:  $[Z_i]^T = [Z(n-N+i+1), Z(n-N+i+2), \dots, Z(n), \dots, Z(n+i+1), Z(n+i)]$ .

为获得全相位数字滤波特性, 我们取这  $N$  个可能的滤波值的均值作为  $Z(n)$  的滤波响应  $Y(n)$ , 得到

$$Y(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} Y_i(N-1-i) \quad (4)$$

参照文献[4], 得到

$$Y(n) = \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} Q(k) Z(n-k) = Q(n) * Z(n) \quad (5)$$

其中

$$Q(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=k}^{N-1} H(m, m-k), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (6a)$$

$$Q(-k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1-k} H(m, m+k), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (6b)$$

这样, 全相位数字滤波器就简化为一般的卷积形式。逆离散余弦变换(IDCT)矩阵是 DCT 变换的转置, 那么有

$$C(i, j) = \begin{cases} 1/\sqrt{N}, & j=0, 0 \leq i \leq N-1 \\ \sqrt{(2/N)} \cos[j(2i+1)\pi/(2N)], & 1 \leq j \leq N-1 \\ 0 \leq i \leq N-1 \end{cases} \quad (7)$$

当  $i=0$  时, 代入式(3), 得到

$$H(0, j) = \sum_{k=0}^{N-1} C^T(0, k) C(k, j) F(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C(k, j) F(k)$$

用  $l$  代替  $k$ , 得到

$$H(0, j) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} C(l, j) F(l) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} C^T(j, l) F(l) = \frac{1}{\sqrt{N}} f(j) \quad (8)$$

其中  $f(j)$  为列率响应  $[F(l)]$  的 DCT 谱分量。同理

$$H(i, 0) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} C^T(i, l) F(l) = \frac{1}{\sqrt{N}} f(i) \quad (9)$$

当  $i \neq 0, j \neq 0$ , 且  $i \neq j$  时,

$$H(i, j) = \frac{1}{\sqrt{2N}} [f(i+j) + f(i-j)] \quad (10)$$

当  $i \neq 0, j \neq 0$ , 且  $i=j$  时,

$$H(i, j) = \frac{1}{\sqrt{2N}} [f(2i) + \sqrt{2}f(0)] \quad (11)$$

DCT 谱有如下性质:

$$f(-m) = f(m), \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (12)$$

$$f(N) = 0 \quad (13)$$

$$f(N+m) = -f(N-m), \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (14)$$

由式(10)-(14), 可以把  $H$  写成如下的形式:

$$H = \frac{1}{\sqrt{2N}} \begin{bmatrix} \sqrt{2}f(0) & \sqrt{2}f(1) & \sqrt{2}f(2) & \dots & \sqrt{2}f(N-1) \\ \sqrt{2}f(1) & \sqrt{2}f(0) & f(1) & \dots & f(N-2) \\ \sqrt{2}f(2) & f(1) & \sqrt{2}f(0) & \dots & f(N-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{2}f(N-1) & f(N-2) & f(N-3) & \dots & \sqrt{2}f(0) \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{2N}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & f(2) & f(3) & \dots & 0 \\ 0 & f(3) & f(4) & \dots & -f(N-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & -f(N-1) & \dots & -f(2) \end{bmatrix} \quad (15)$$

不难看出式(15)中的两个矩阵都是实对称矩阵。并且在第 2 个矩阵中, 各条对角线上的元素之和为零。将  $H(i, j) = H(j, i)$  代入式(6), 得到

$$Q(k) = Q(-k), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (16)$$

上式说明卷积滤波器  $Q$  具有线性相位, 并且只要求出  $Q_{1/2} = [Q(0), Q(1), \dots, Q(N-1)]^T$ , 即可由对称性得到整个滤波器。由式(6), 式(15)可得  $Q(0) = 1/\sqrt{N}f(0)$  和  $Q(n) = [1/(N\sqrt{N})] \cdot (1+(N-n-1)/\sqrt{2})f(n)$ , 其中  $1 \leq n \leq N-1$  且  $f = C^T F$ 。定义矩阵  $W$  如下:

$$W = \frac{1}{N\sqrt{N}} \begin{bmatrix} N & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1+(N-2)/\sqrt{2} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1+(N-3)/\sqrt{2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

则

$$Q_{1/2} = Wf = WC^T F = GF \quad (17)$$

其中矩阵  $G = WC^T$  的元素  $G(m, n)$  为

$$G(m, n) = \begin{cases} \frac{1}{N}, & m=0, 0 \leq n \leq N-1 \\ \frac{N-m+\sqrt{2}-1}{N^2} \cos \frac{m(2n+1)\pi}{2N}, & 1 \leq m \leq N-1 \\ 0 \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (18)$$

长度为  $2N-1$  的一维 APIDCT 滤波器的设计公式由式(16), 式(17)和式(18)组成。

上述关于一维 APIDCT 滤波器的设计方法可以类似地推广到二维。对应于二维空间某点  $Z(m, n)$  的反余弦列率滤波

卷积运算值  $Y(m,n)$  是所有  $N \times N$  个包含  $Z(m,n)$  的二维数据块在该点的反余弦列率滤波值的均值。对其中某一个数据块的反余弦列率滤波输出为

$$Y = C^T(F \cdot CZC^T)C \quad (19)$$

其中  $F$  是  $N \times N$  阶列率响应矩阵, 于是有

$$Y(m,n) = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{L=0}^{N-1} Y_{k,L}(N-1-k, N-1-L) = Q(m,n) * Z(m,n)$$

其中  $Q$  是  $(2N-1) \times (2N-1)$  阶二维 APIDCT 滤波器。它具有线性相位特性, 即

$$Q(m,n) = Q(-m,n) = Q(m,-n) = Q(-m,-n), \quad 0 \leq m \leq N-1, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (20)$$

定义 矩阵

$$Q_{1/4} = \begin{bmatrix} Q(0,0) & Q(0,1) & \cdots & Q(0,N-1) \\ Q(1,0) & Q(1,1) & \cdots & Q(1,N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q(N-1,0) & Q(N-1,1) & \cdots & Q(N-1,N-1) \end{bmatrix} \quad (21)$$

类似于二维情况, 可以证明:

$$Q_{1/4} = GFG^T \quad (22)$$

其中矩阵  $G$  的定义同式(18), 由对称性可以得到整个矩阵。

本文采用的是二维半带列率内插滤波器, 以  $N=4$  和  $N=2$  为例, 其二维列率滤波响应分别为

$$F_1 = \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 & 1 \\ 2 & 2 & 1 & 0 \\ 2 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad F_2 = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

按照式(22), 可得到对应于  $F_1$  和  $F_2$  的  $7 \times 7$  和  $3 \times 3$  的 APIDCT 内插器分别为

$$h_7 = \begin{bmatrix} 0 & 0.01 & 0 & 0.01 & 0 & 0.01 & 0 \\ 0.01 & 0 & -0.06 & 0 & -0.06 & 0 & 0.01 \\ 0 & -0.06 & 0 & 0.34 & 0 & -0.06 & 0 \\ 0.01 & 0 & 0.34 & 1 & 0.34 & 0 & 0.01 \\ 0 & -0.06 & 0 & 0.34 & 0 & -0.06 & 0 \\ 0.01 & 0 & -0.06 & 0 & -0.06 & 0 & 0.01 \\ 0 & 0.01 & 0 & 0.01 & 0 & 0.01 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{和} \quad h_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0.25 & 0 \\ 0.25 & 1 & 0.25 \\ 0 & 0.25 & 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

### 3 分层编码方案

#### 3.1 编码方法

(1) 原始图像  $G_0$  进行 6 次直接亚采样, 得到的亚采样数据依次为  $G_i, i=1,2,\dots,6$ 。采用了两种亚采样模式。

模式 1 由  $G_0, G_2$  和  $G_4$  生成  $G_1, G_3$  和  $G_5$ 。

$x$  代表像素的行号,  $y$  代表像素的列号。亚采样时, 取行号和列号之和为偶数的点, 其它的点被置为零(如图 1)。亚采样公式为:

00	01	02	03	04	05	06	07
10	11	12	13	14	15	16	17
20	21	22	23	24	25	26	27
30	31	32	33	34	35	36	37
40	41	42	43	44	45	46	47
50	51	52	53	54	55	56	57
60	61	62	63	64	65	66	67
70	71	72	73	74	75	76	77

00		02		04		06	
	11		13		15		17
20		22		24		26	
	31		33		35		37
40		42		44		46	
	51		53		55		57
60		62		64		66	
	71		73		75		77

(a) 模式 1 亚采样前图像

(b) 模式 1 亚采样后图像

图 1 模式 1 亚采样示意图

$$G_i(x,y) = \begin{cases} G_{i-1}(x,y), & (x+y)\%2=0, \\ 0, & \text{其他,} \end{cases} \quad i=1, 3, 5 \quad (25)$$

模式 2 由  $G_1, G_3$  和  $G_5$  生成  $G_2, G_4$  和  $G_6$ 。在这种模式中, 亚采样公式为

$$G_i(x,y) = G_{i-1}(2x,2y), \quad i=2,4,6 \quad (26)$$

这可以看成是两步。第 1 步, 将  $G_{i-1}$  中行号或列号是奇数的像素置为零; 第 2 步, 将此时像素矩阵中被置为零的行和列去掉, 即进行一次缩进(如图 2)。

本文采取的是直接亚采样, 比传统金字塔算法经低通滤波的再亚采样的方法简单。从原理上讲, 不加低通滤波在内插恢复时由于内插点与采样点的相关性减弱, 会使内插残差增大, 但本文采取的斜交亚采样使内插点与采样点的空间距离平均比正交亚采样的传统金字塔算法的小, 在一定程度上弥补了不加低通滤波所带来的问题。

00		02		04		06	
	11		13		15		17
20		22		24		26	
	31		33		35		37
40		42		44		46	
	51		53		55		57
60		62		64		66	
	71		73		75		77

00	02	04	06
20	22	24	26
40	42	44	46
60	62	64	66

(a) 模式 2 亚采样前图像

(b) 模式 2 亚采样后图像

图 2 模式 2 亚采样示意图

(2) 对亚采样后的数据进行内插和量化, 形成顶层  $G'_6$  (基本层) 和 6 个残差层  $D'_6, D'_5, \dots, D'_1$  (增强层) 的塔形编码数据结构。

首先, 将  $G_6$  作为顶层, 对其量化生成  $G'_6$ 。在  $G'_6$  中每行的下面和每列的右面分别加一个零行和零列。结果得到  $\overline{G'_6}$  为

$$\overline{G'_6}(x,y) = \begin{cases} G'_6(\frac{x}{2}, \frac{y}{2}), & x\%2=0 \text{ 且 } y\%2=0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (27)$$

用下面式(32)中的 $3 \times 3$ 内插器 $h'_3$ 对 $\overline{G'_6}$ 进行内插。此内插器是通过将式(24)中的 $3 \times 3$ 的APIDCT内插器 $h_3$ 旋转 $45^\circ$ 得到的。设内插后矩阵为 $I_6$ ，产生未量化的第6层残差 $D'_6$ 的公式为

$$D'_6(x, y) = \begin{cases} G_5(x, y) - I_6(x, y), & x\%2=1 \text{ 且 } y\%2=1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (28)$$

量化 $D'_6$ 产生第6层残差 $D'_6$ 。生成第5层残差层时，首先由 $I_6$ 和 $D'_6$ 生成 $G'_5$ ，即

$$G'_5(x, y) = \begin{cases} I_6(x, y) + D'_6(x, y), & x\%2=1 \text{ 且 } y\%2=1 \\ I_6(x, y), & \text{其他} \end{cases} \quad (29)$$

用式(24)中的 $3 \times 3$  APIDCT内插器 $h_3$ 对 $G'_5$ 内插，得到内插后矩阵 $I_5$ ，那么产生未量化的第5层残差 $D'_5$ 的公式为

$$D'_5(x, y) = \begin{cases} G_4(x, y) - I_5(x, y), & (x+y)\%2=1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (30)$$

量化 $D'_5$ 生成第5层残差 $D'_5$ 。生成第4层残差 $D'_4$ 时，首先由 $I_5$ 和 $D'_5$ 生成 $G'_4$ ：

$$G'_4(x, y) = \begin{cases} I_5(x, y) + D'_5(x, y), & (x+y)\%2=1 \\ I_5(x, y), & \text{其他} \end{cases} \quad (31)$$

这样按照生成第6、第5层残差的相应方法获得第4、第3和第2、第1层残差。整个分层编码框图如图3(a)所示。

由于亚采样时采用的是斜交多重亚采样，在求残差时本文提出一种旋转内插法，即偶数层的内插模板 $h'_3$ 和 $h'_1$ (式(32))是分别由奇数层的内插模板 $h_3$ 和 $h_1$ (式(24))旋转 $45^\circ$ 得到的。考虑到像素间相关性的强弱，内插 $G'_5$ 时采用 $h_3$ ，内插 $G'_3, G'_1$ 时采用 $h_1$ ；内插 $G'_6$ 时采用 $h'_3$ ，内插 $G'_4, G'_2$ 时采用 $h'_1$ 。内插时，本文对边界像素的处理方法是进行水平和垂直的扩展。

$$h'_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0.01 & 0 & 0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 & -0.06 & 0 & -0.06 & 0 & 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.01 & 0 & -0.06 & 0 & 0.34 & 0 & 0.34 & 0 & -0.06 & 0 & 0.01 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.01 & 0 & -0.06 & 0 & 0.34 & 0 & 0.34 & 0 & -0.06 & 0 & 0.01 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 & -0.06 & 0 & -0.06 & 0 & 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.01 & 0 & 0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{和 } h'_3 = \begin{bmatrix} 0.25 & 0 & 0.25 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0.25 & 0 & 0.25 \end{bmatrix} \quad (32)$$

(3) 对 $G'_6$ 和 $D'_6, D'_5, D'_4, D'_3, D'_2, D'_1$ 进行自适应算术编码产生输出数据流。

各层编码采用的最高阶数是不同的，对数据量较大的第

1、第2层采用最大阶数为3的自适应编码；对数据量较小的第3到第6层和顶层数据采用最大阶数为1的自适应编码。

注1 顶层量化采用均匀量化，残差层量化采用最优Max非均匀量化器。

注2 不传 $D'_i$ 中的零值，在接收端解码时将零补上。

### 3.2 解码方法

设最后接收到的残差层数为 $n$

(1) 对接收到的顶层和残差层进行自适应算术解码得到 $G'_6$ 和 $D'_6 \sim D'_n$ 。

(2) 按照图3(b)中解码所示的计算流程，用与编码时相同的计算公式，依次得到 $G'_5 \sim G'_0$ 。 $G'_0$ 是需要的重建图像。在整个循环过程中，当 $i < n$ 时，将 $D'_i$ 视为全零。

由于编码器和解码器采用从数据塔顶层到底层的相同顺序，所以重建图像中每个像素的误差仅是该像素所属一个残差层的量化误差，有效地避免了量化过程中的误差累积。

(3) 对 $G'_0$ 进行平滑滤波以提高最终的重建图像质量。

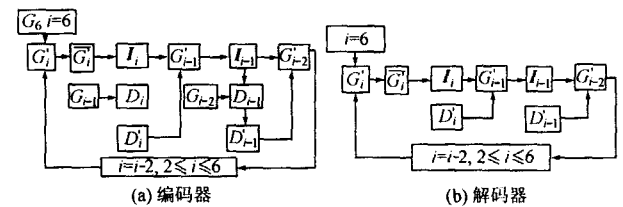


图3 编解码流程示意图

## 4 实验分析及结果

### 4.1 全相位滤波器(APDF)类型和尺寸的选择

在相同 $7 \times 7$ 尺寸下，采用3种类型(IDCT, Walsh, Fourier)内插滤波器，比较对图像Lena内插的均方误差，结果如表1，显然IDCT列率内插器的均方误差最小，因此内插器类型确定为APIDCT。

在相同类型APIDCT情况下，用3种尺寸 $3 \times 3$ (旋转后 $3 \times 3$ )， $7 \times 7$ (旋转后 $11 \times 11$ )， $11 \times 11$ (旋转后 $19 \times 19$ )对图像Lena进行内插，比较其均方误差，结果如表2，可看出，1~4层应采用的尺寸为 $7 \times 7$ (旋转后 $11 \times 11$ )，5、6层应采用的尺寸为 $3 \times 3$ (旋转后 $3 \times 3$ )。

表1 3种类型(IDCT, Walsh和Fourier)的均方误差

残差层数	类型		
	IDCT	Walsh	Fourier
1	18.04	24.68	25.35
2	42.64	45.79	51.27
3	88.18	97.39	97.12
4	147.17	149.25	156.02
5	267.44	274.80	268.08
6	339.27	345.161	359.12

表2 3种尺寸的均方误差

未旋转的内插器尺寸	3×3	7×7	11×11
旋转后的内插器尺寸	3×3	11×11	19×19
内插 $G_1'$ 后的均方误差	24.43	18.04	20.71
内插 $G_2'$ 后的均方误差	51.03	42.64	46.12
内插 $G_3'$ 后的均方误差	93.26	88.18	93.84
内插 $G_4'$ 后的均方误差	148.53	147.17	156.57
内插 $G_5'$ 后的均方误差	256.98	267.44	279.92
内插 $G_6'$ 后的均方误差	336.61	339.27	352.53

4.2 最佳分层数的确定

理论上讲,只要第  $n$  层残差的方差与第  $n$  层重采样的方差之和小于第  $n-1$  层重采样的方差,分层就还可以继续,本项目对 Zelda, Pepper, Goldhill 3 幅图像作了实验,发现到第 12 层时开始不符合上述条件,所以应把分层数定为 11。但实验发现,分层数为 11 时仅用顶层数据恢复图像的 PSNR 非常低,且压缩率提高并不明显,编码复杂。当分层数为 4 时,如将顶层数据量化为 4bit,对整幅图像来说就占 0.25bit/pel,压缩率低。当分层数为 6 时,顶层数据量化为 4bit,对整幅图像来说只占 0.0625bit/pel,而且仅顶层恢复图像的 PSNR 即达 27dB,图像质量尚可接受,所以最佳分层数最后确定为 6 层。

4.3 实验结果

对原始图像大小为 512×512 的 Zelda 图像进行了 7 级清晰度列率内插分层编码和重建实验,结果如图 4 所示。表 3 给出了用 JPEG 方法重建的图像与本文用不同层重建的图像的各项指标。

表3 由 JPEG 和本文方案的不同层重建图像的比较

方法	重建图像在图4中的序号	所用的层	重建图像的 PSNR (dB)	压缩率	码率 (bpp)
列率内插 分层编码	(a)	顶层	27.13	200.0	0.04
	(b)	顶层和6层残差	29.15	72.7	0.110
	(c)	顶层和5~6层残差	<b>30.83</b>	<b>47.9</b>	<b>0.167</b>
	(d)	顶层和4~6层残差	33.49	29.4	0.272
	(e)	顶层和3~6层残差	35.02	18.2	0.439
	(f)	顶层和2~6层残差	37.22	10.6	0.755
	(g)	顶层和1~6层残差	39.29	6.1	1.310
JPEG			<b>30.3</b>	<b>45</b>	<b>0.176</b>

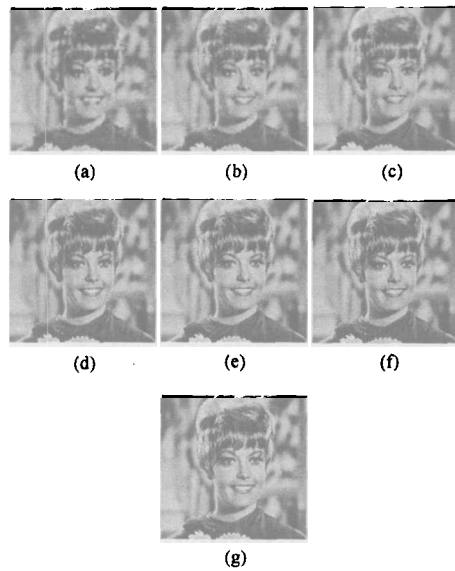


图4 清晰度可分级列率内插分层编码重建图像

从表3中可看出,本文提供的方法仅用3层就可以达到略优于JPEG<sup>[5]</sup>的图像质量。本文提出的算法采用了APIDCT内插和多重亚采样,压缩率高时没有出现传统DCT变换的块效应。

5 结束语

本文提出了一种新型的适用于图像内插的全相位逆离散余弦变换滤波器(APIDCT),并给出了基于该滤波器的分层编码技术。重建结果表明该算法简单且性能优异,利用本算法可得到具有不同QoS的重建图像质量。

参考文献

- [1] Said A, Pearlman W A. An image multiresolution representation for lossless and lossy compression[J]. *IEEE Trans. on Image Processing*, 1996, 5(9): 1303 - 1310.
- [2] 毕厚杰. 静止图像编码[J]. *通信学报*, 1993, 14(2): 48 - 54.
- [3] 侯正信, 王兆华, 杨喜. 全相位 DFT 数字滤波器的设计与实现[J]. *电子学报*, 2003, 31(4): 539 - 543.
- [4] 侯正信. 离散余弦列率滤波器的设计及应用[J]. *天津大学学报*, 1999, 32(3): 324 - 328.
- [5] Croft L H, Robinson J A. Subband image coding using watershed and watercourse lines of the wavelet transform [J]. *IEEE Trans. on Image Processing*, 1994, 3(6): 759 - 772.

侯正信: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事图像及视频处理、小波分析等方面的研究。

郭旭静: 女, 1975 年生, 博士生, 研究方向: 数字图像处理及小波分析。

杨喜: 女, 1975 年生, 硕士生, 研究方向: 数字图像处理。