

用于图像高压缩比编码的 方向滤波器的光学实现*

韩学清 程 路

(南开大学物理系, 天津 300071)

张春田 范宏寅

(天津大学电子工程系, 天津 300072)

提 要

本文针对光学与数字技术结合的实现图像高压缩比编码的一种方案——方向滤波方法提出利用补偿滤波技术来保持图像边缘信息, 从而利用光学滤波技术实现数字滤波运算, 给出高达 30:1 的高压缩比编码结果。

关键词: 图像编码, 方向滤波, 压缩比。

一、引 言

图像的数字表达需要大量的数据, 图像编码就是要尽可能地压缩图像数据, 提高压缩比, 并能从压缩后的图像数据重建图像。

传统编码方案即第一代图像编码技术主要是根据图像的统计特性和结构特点, 注重图像信源本身冗余度的压缩, 以逼近信源的熵来实现数据压缩。目前这类编码的数据压缩比一般不超过 10:1。

由于图像的高阶统计特性不易掌握, 而且通常采用的各种失真准则与人的视觉特性不相吻合, 导致提高压缩比, 致使重建图像的主观效果严重恶化, 这就使压缩比的进一步提高受到限制。因此, 以充分利用视觉生理和心理特性为主要标志的第二代图像编码技术^[1], 成为近年来图像编码研究的热点之一。第二代编码方法强调建立模拟视觉工作过程的图像信息转换, 重视视觉敏感成份的信息选择和编码, 使编码方案与视觉系统的工作过程以至大脑信息处理过程相匹配衔接, 即从信宿(大多的图像处理过程都以人作为最后的信息接收对象, 即信宿)的角度对整个信息发送、传输和接收的过程进行编码分析, 在失真不严重影响主观视觉效果的前提下, 提高图像编码压缩比。

目前, 各类第二代图像编码技术有一个共同的弱点, 即纯粹采用数字技术来实现冗长而复杂的运算, 因速度缓慢而不实用。

本文对于光学与数字技术结合以实现图像高压缩比编码的方向分解方案所遇到的边缘信息丢失的问题, 提出补偿滤波的方法以实现光电混合的图像方向分解方案。

收稿日期: 1991年5月6日; 收到修改稿日期: 1991年7月8日

* 本工作受到国家自然科学基金会的资助。

二、原理及滤波器设计

依频谱分析, 图像的平坦区反映为频域中的低频成份, 边缘及急剧变化部分反映为其高频成份。边缘在图像域中的走向与其频谱在频域中的延伸方向是互相垂直的。因此, 可以通过过滤频域中不同区域的频谱成份来实现平坦区与边缘区的分割以及边缘区的方向分解。图 1 给出了频域分割的示意图。

图像中平坦区和边缘区的分割通过图 1 中半径为 ρ_c 的内圆所示的低通滤波器来实现。通过对典型图像频谱分布的统计分析 & 实验模拟可知, 低通截止频率 ρ_c 取 0.05 是适宜的。

图像边缘的方向分解要匹配于大脑视皮层的方向特征提取机制。神经生理学表明, 视皮层中每组朝向性细胞的覆盖范围为 $10^\circ \sim 20^\circ$ ^[2], 这表明完成全平面所有方向的覆盖约需 9~18 个方向滤波器, 因一般图像的边缘分布以水平和垂直方向的居多, 最好使其皆处于相应方向滤波器的覆盖中心, 因而选择偶数个即 16 个方向滤波器。

图像高频成份的方向分解由二维方向滤波实现, 理想方向滤波器的频率响应为

$$H_i(\alpha, \beta) = \begin{cases} 1, & \theta_1(i) < \tan^{-1}(\beta/\alpha) < \theta_2(i), \text{ 且 } \rho_c \leq \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

$$\theta_1(i) = (2i-1)\pi/2N, \theta_2(i) = (2i+1)\pi/2N, \\ i = 1, 2, \dots, N$$

式中 N 为方向滤波器总数, ρ_c 为低频截止频率。由 (1) 式知, 各方向滤波器是旋转同一的, 因而只需制备一片滤波器, 在具体实施时依次旋转 π/N 角度即可得到各个方向滤波器。利用方向滤波器不仅可以检测不同方向的边缘走向, 还可以由高频方向滤波后图像的零交叉位置确定边缘的位置, 由零交叉处的信号幅度反映边缘强度。

以一维情况讨论之。输入一维阶跃信号, 如图 2(a) 所示。在理想滤波的情况下, 得到

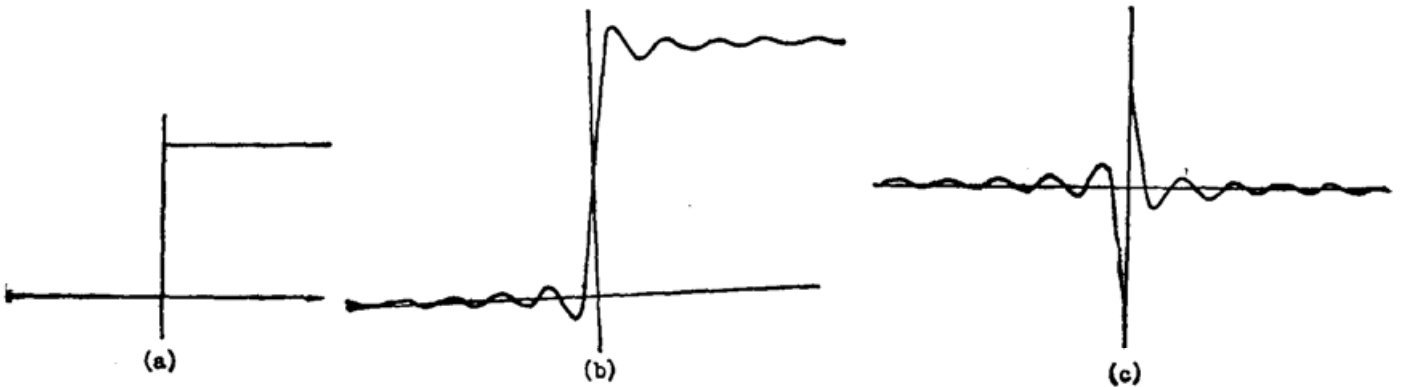


Fig. 2

- (a) Input step signal;
- (b) Low-pass wave for ideal filtering;
- (c) High-pass wave for ideal filtering

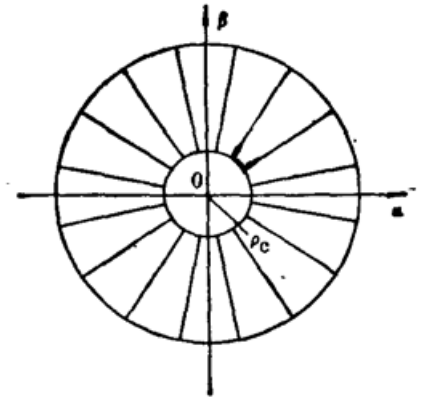


Fig. 1 The nomalized sketch of frequency domain segment ($\rho_c \sim 0.05$)

如图 2(b) 和 2(c) 所示的低通和高通滤波结果。由图 2(c) 中零交叉点处的信号幅度反映出输入边缘信号的高度, 而对应该零交叉点则是输入信号中阶跃的发生位置。由于频谱截断产生的吉布斯(Gibbs)效应^[3]使图像滤波后除真实的边缘零交叉外, 还有二次振荡形成的虚假的零交叉, 这会给边缘的检测带来困难, 因而需对方向滤波器进行优化改善。

采用正交可分离的滤波方法进行优化, 正交可分离滤波器由频域极坐标系卷积镶边法来构造。极坐标系下, (1) 式等效于下式

$$\left. \begin{aligned} H_1(\rho) &= \begin{cases} 1, & \rho > \rho_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \\ H_2(\theta) &= \begin{cases} 1, & \theta_1(i) < \theta < \theta_2(i) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \\ & \quad i = 1, 2, \dots, N \\ \rho &= \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}, \theta = \tan^{-1}(\beta/\alpha), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

选择卷积因子谱

$$Q(x, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3)$$

$Q(x, \sigma)$ 与宽度为 τ 的单位矩阵脉冲 $R_\tau(x)$ 的卷积写为

$$G(x, \tau, \sigma) = Q(x, \sigma) \otimes R_\tau(x), \quad (4)$$

修正后的滤波器为

$$\left. \begin{aligned} H(\rho, \sigma_\rho) &= G(\rho, 0.5, \sigma_\rho) - G(\rho, \rho_c, \sigma_\rho), \\ H_i(\theta, \sigma_\theta) &= G[\theta, \theta_2(i)\sigma_\theta] - G[\theta, \theta_1(i), \sigma_\theta], \\ H_i(\varphi, \beta) &= H(\rho, \sigma_\rho) \cdot H_i(\theta, \sigma_\theta) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$i = 1, 2, \dots, N,$$

式中 $\sigma_\rho, \sigma_\theta$ 分别为控制边缘走向和边缘法向上的过波带宽及波纹, 具体参数值由实验选定。一般取 $\sigma_\rho = 0.5\rho_c, \sigma_\theta < 0.1$ 。

应用改进的滤波器可以显著地抑制吉布斯效应, 一维情况下的滤波结果示于图 3。

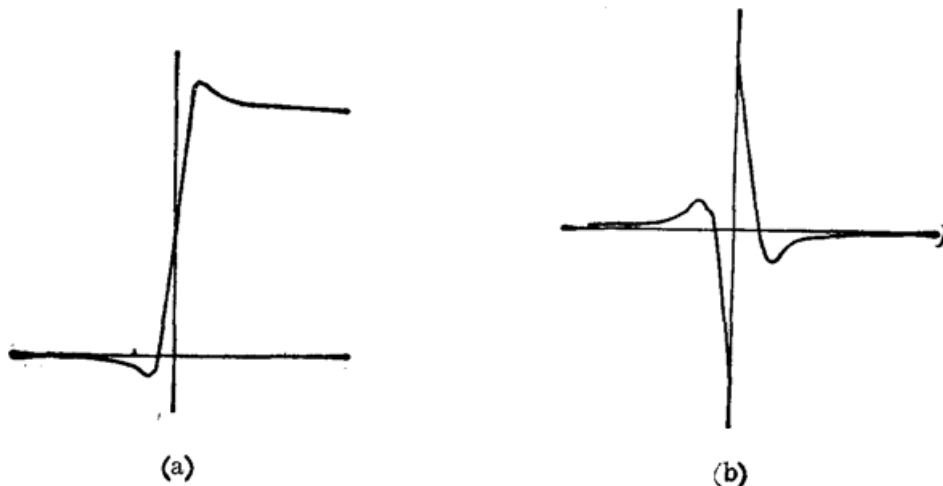


Fig. 3

- (a) Low-pass wave for modified filtering;
(b) High-pass wave for modified filtering

三、光学滤波的实现

数字滤波实际上是利用计算机进行两次傅里叶变换,即用数字方法实现

$$G(\xi, \eta) = \mathcal{F}^{-1}\{\mathcal{F}[g(x, y)] \cdot f(\alpha, \beta)\}, \quad (6)$$

式中 $g(x, y)$ 是实值非负函数的输入图像分布, $f(\alpha, \beta)$ 是置于频域中的滤波函数。依照本文的设计, $f(\alpha, \beta)$ 是具有中心对称特性的实分布函数。

(6)式的运算过程对应于光学 $4f$ 系统滤波,如图 4 所示。在该系统中,输入图像置于 P_1 面上,方向滤波器 $H_t(\alpha, \beta)$ 置于 P_2 面上。对于 $4f$ 系统,在接收面 P_3 上只能得到光强分布 $|G(\xi, \eta)|^2$,而不象数字计算滤波得到的是光场分布 $G(\xi, \eta)$ 。这样,丢掉了交叉零点法判定边缘所必须的位相信号,即 $G(\xi, \eta)$ 的正负变化信息。改写(6)式为

$$G(\xi, \eta) = g(x, y) \otimes \mathcal{F}^{-1}[f(\alpha, \beta)], \quad (7)$$

式中 $g(x, y)$ 为非负实分布, $f(\alpha, \beta)$ 为呈中心对称非负实分布的滤波函数,因而 $\mathcal{F}^{-1}[f(\alpha, \beta)]$ 呈实值中心对称分布。

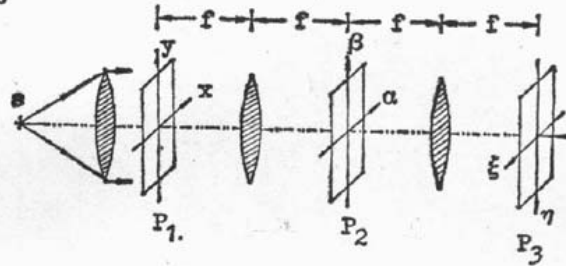


Fig. 4 $4f$ coherent processing system for optical accomplishment

若存在这样的函数分布 $f_s(\alpha, \beta)$ 满足

$$\mathcal{F}^{-1}[f_s(\alpha, \beta)] \geq 0, \quad \mathcal{F}^{-1}[f(\alpha, \beta) + f_s(\alpha, \beta)] \geq 0, \quad (8)$$

则(7)式可以很方便地由光强值分布的平方根之差获得,记

$$f_A(\alpha, \beta) = f(\alpha, \beta) + f_s(\alpha, \beta), \quad (9)$$

所以有

$$\left. \begin{aligned} G(\xi, \eta) &= [|G_A(\xi, \eta)|^2]^{1/2} - [|G_s(\xi, \eta)|^2]^{1/2}, \\ G_A(\xi, \eta) &= g(x, y) \otimes \mathcal{F}^{-1}[f_A(\alpha, \beta)], \\ G_s(\xi, \eta) &= g(x, y) \otimes \mathcal{F}^{-1}[f_s(\alpha, \beta)]. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

考察图 3 知, $\mathcal{F}^{-1}[f(\alpha, \beta)]$ 的负值分布集中处于零频附近,而高频区的负值分布很少且其绝对值亦非常小。图 5 给出的二维滤波器及其傅里叶变换的计算机模拟结果,可见上述分布同样成立。



Fig. 5

(a) The stereoscopic of directional filter;

(b) The Fourier transform of directional filter Fig. 5(a)

显然, 选择具有非对称高斯分布形状的补偿滤波成分

$$f_s(\alpha, \beta) = A_s \exp[-(\alpha^2 + B_s \beta^2)/\rho_s^2], \quad (11)$$

是适宜的。

仔细选择 A_s 、 B_s 、 ρ_s 参数可以保证(8)式得到满足, 图6给出了所选择的补偿滤波器及其傅里叶变换结果。图7为经过补偿后的方向滤波器及其满足傅里叶变换非负的变换结果。

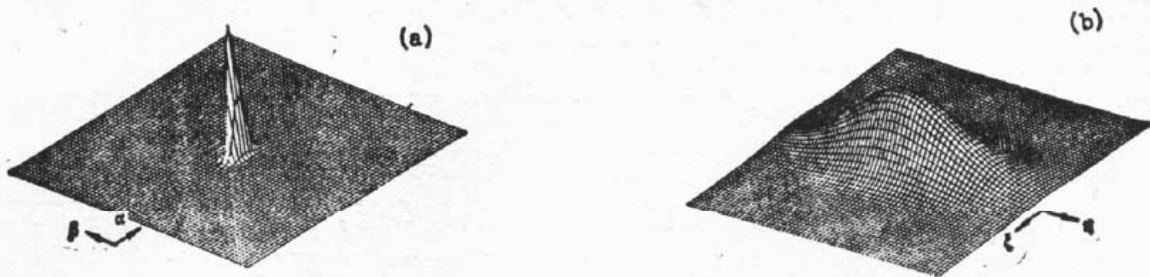


Fig. 6

- (a) Compensational asymmetric Gaussian filtering component;
(b) The Fourier transform of compensational component

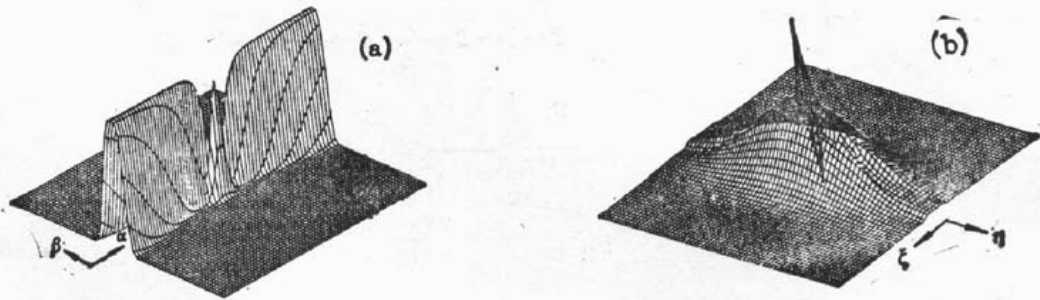


Fig. 7

- (a) The sketch of compensated filter;
(b) The Fourier transform of compensated filter

利用 1010 型显微光密度计, 将非负实分布 $f_s(\alpha, \beta)$ 、 $f_A(\alpha, \beta)$ 制成光学滤波片, 置于 $4f$ 系统频谱面上, 分别由输出平面得到

$$\left. \begin{aligned} |G_s(\xi, \rho)|^2 &= |g(x, y) \otimes \mathcal{F}^{-1}[f_B(\alpha, \beta)]|^2, \\ |G_A(\xi, \eta)|^2 &= |g(x, y) \otimes \mathcal{F}^{-1}[f_A(\alpha, \beta)]|^2. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

每次旋转 $180^\circ/16 = 11.25^\circ$ 而依次得到各方向滤波器, 从而由 $4f$ 系统得到各个方向的滤波结果。

将 16 幅方向滤波的数据和一幅补偿滤波的数据送入计算机中, 由(11)式得到如(7)式所示的最终滤波结果。这些数据都是后序数字处理^[4]——编码, 重建——所必需的。

四、实验结果及讨论

图8所示为实验中采用的测试标卡, 光学滤波后在输出平面上获得若干方向图样如图9所示。

数字系统模拟实验在 Micro-VaxII+Model 75 图像处理系统上进行。对低频图像采用数量化的编码, 而对高频方向分量的边缘进行霍夫曼编码^[5], 最终的重建图像由低频内插图和高频方向图像叠加而成, 总压缩比达 30:1。图10为测试标卡的编码重建图像。可

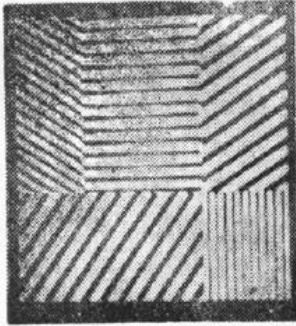


Fig. 8 The test chart

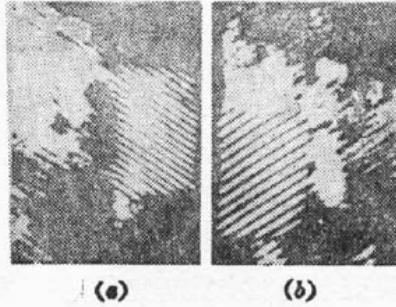


Fig. 9 The directional filtered images

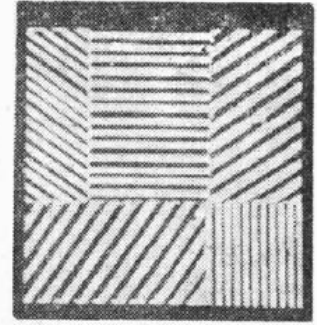


Fig. 10 The reconstructed image of test chart

以看出,在高压压缩比下仍有较好的重建质量。

本研究提出了利用光学滤波代替数字滤波以实现高压压缩比编码的方向滤波方案。由于采用光学技术大大缩短了数字处理中二维傅里叶变换的占用时间,使系统实现的速度有大幅度提高,为高压压缩比编码的实用化提供了基础。

参 考 文 献

- [1] M. Kunt, A. Ikonopoulos *et al.*; *Proc. IEEE.*, 1980, **73**, 549~574.
- [2] D. Hubel, T. Wiesel; *Sci. Amer.* 1979, **241**, Sept. 150~162.
- [3] J. D. 加斯菲尔,《线性系统,傅立叶变换·光学》,人民教育出版社,北京,1981, p. 110.
- [4] Fan, Hongyih, Zhang, Chuntian; *Proc. of ICSP'90*, 1990, Vol. 1, 927~930.
- [5] 姚庆栋,毕厚杰等,《图像编码基础》,人民邮电出版社,北京,1984, 231~234.

Optical implementation of the directional filtering for high compression ratio image coding

HAN XUEQING AND CHENG LU

(Department of Physics, Nankai University, Tianjin 300071)

ZHANG CHUNTIAN AND FAN HONGYIN

(Department of Electronic Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072)

(Received 6 May 1991; revised 8 July 1991)

Abstract

This paper presents a compensational filtering technique used for retaining the image edge information with respect to the directional filtering method to achieve optical digital hybrid compression ratio image coding. The optical filtering is employed to replace the digital filtering calculation, and the hybrid coding system yields the compression ratio for image coding as high as 30:1.

Key word: image coding, directional filtering, compression ratio.