

基于 Hilbert 滤波器对的相位一致性边缘检测方法

罗 丁 赵荣椿

慈林林 陈晓峰

(西北工业大学计算机科学与工程系, 西安 710072) (北京高技术信息研究所, 北京 100085)

摘 要 基于梯度的边缘检测算法, 主要是针对阶跃形边缘的检测。Morrone 等人提出的基于局部能量和相位一致性的边缘检测方法, 则同时适用于阶跃形和屋脊形两类边缘的检测。根据等 Q 分解原则设计了一组基于 Hilbert 变换的正交滤波器对, 并根据广义相位理论提取滤波后的局部能量和相位信息, 在分析了噪声影响和展频处理后, 通过计算相位一致性检测图像中的边缘。由于基于相位一致性的边缘检测具有不受光照条件影响, 无需计算局部能量极值的特点, 因此, 在边缘检测的准确率与定位精度上, 取得了较好的试验效果。

关键词 相位一致性 局部能量 Hilbert 变换 边缘检测 噪声分析

中图分类号: TP391.4 文献标识码: A 文章编号: 1006-8961(2004)02-0139-07

Phase Congruency Based Edge Detection by Hilbert Filters

LUO Ding, ZHAO Rong-chun

CI Lin-lin, Chen Xiao-feng

(Northwestern Polytechnique University, Xi'an 710072) (Information Advanced Technology Institute, Beijing 100085)

Abstract Gradient based edge detection methods are mainly focus on step edges. However local energy based edge detection methods and phase congruency based edge detection methods are effective both to step and peak edges. According to the characters of mammals visual cortex, this paper designs a group of quadrature filters by Hilbert transforms, by which the local energy and phase congruency are calculated. After noise analyzing and frequency distribution analyzing, edges are detected according to phase congruency value. As phase congruency based edge detection method is insensitive to variations in image illumination, and it makes looking for the maxima in local energy become unnecessary, we get good experimental result on the location and accuracy of edge detection.

Keywords phase congruency, local energy, hilbert transform, edge detection, noise analyzing

1 引 言

图像边缘通常出现在图像灰度发生跳变的两个或多个区域的交界处, 根据跳变形式的不同, 边缘可分为阶跃形边缘和屋脊形边缘两大类。阶跃形边缘可采用一阶导数求极值或二阶导数求过零点的方法得到; 屋脊形边缘可通过一阶导函数求过零点方法得到。

最常用的边缘检测算子通常是指基于梯度函数的边缘检测算法, 如基于图像灰度一阶导数取极值的 Roberts、Sobel、Prewitt 算法和基于图像灰度二阶导数求过零点的 Laplace 算子等。这类算法的优点是运算简单、快捷, 缺点是受噪声影响大、边缘定

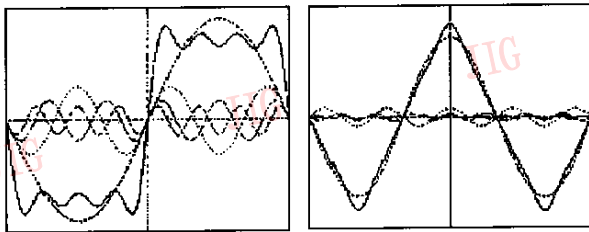
位有较大偏移。为克服噪声对边缘检测的影响, 出现了大量线性滤波边缘检测算法, 其中, 比较知名的有: Marr 的 LOG 算子^[1]和 Canny 算子^[2]。这两种方法的共同特点是, 先采用 Gauss 函数对图像进行平滑滤波; 不同的是 LOG 算子采用二阶微分的拉普拉斯算子, 通过计算过零点确定边缘, 而 Canny 算子则采用一阶微分算子, 通过计算局部极值确定边缘。以上这些算法都以解决阶跃形边缘为主。

Morrone 在总结前人研究的基础上, 通过分析方波和三角波的傅立叶分解特性发现, 边缘往往出现在傅氏分解各分量相位一致性最大的地方^[3]。根据 Canny 最优边缘检测准则, 他提出了一种基于恒定信噪比的自适应 Gabor 滤波器^[4], 通过检测滤波后的局部能量极值确定边缘位置。但局部能量往往

与光照强度有关。Venkatesh 和 Owens 的进一步研究表明^[1], 相位一致性的大小还与局部能量成正比。由于相位一致性可视为对局部能量进行的归一化处理, 从而可通过求取全局极值避免求解局部极值, 也使得图像边缘的检测不再受光照强度的影响。基于局部能量和相位一致性的边缘检测方法的一个重要特点是, 他们既适用于阶跃形边缘, 也适用于屋脊型边缘的检测, 因此具有更为广泛的应用范围。本文根据等 Q 分解原则设计了一组基于 Hilbert 变换的正交滤波器对, 并根据广义相位理论提取滤波后的局部能量和相位信息, 在分析了噪声影响和展频处理后, 通过计算相位一致性检测图像中的边缘。由于基于相位一致性的边缘检测具有不受光照条件影响, 无需计算局部能量极值, 且同时适用于阶跃形边缘和屋脊形边缘等特点, 因此, 在应用中具有较好的检测效果。

2 基于相位一致性的边缘检测

对方波和三角波信号进行 Fourier 分解, 通过观察其基波、三、五、七次谐波与波形之间的关系可以发现, 在方波的阶跃处, 其 Fourier 变换各分量的相位为 0 和 180, 分别对应着方波的上跳沿和下跳沿; 在三角波的峰值处, 其 Fourier 变换各分量的相位值为 90 和 270, 分别对应着正峰和负峰。如果将方波的上跳沿和下跳沿及三角波的峰值分别视为阶跃边缘和屋脊边缘, 则其 Fourier 变换各分量相位一致性最大的地方即对应着边缘出现的位置。



(a) 方波 Fourier 分解

(b) 三角波 Fourier 分解

图 1 相位一致性示意图

Morrone 和 Owens 的研究表明^[3], 相位一致性可由表示为

$$PC(x) = \max_{\varphi(x) \in [-\pi, \pi]} \frac{\sum_n A_n \cos[\varphi_n(x) - \bar{\varphi}(x)]}{\sum_n A_n} \quad (1)$$

其中, φ_n 表示 x 处第 n 个 Fourier 分量的相位值,

$\bar{\varphi}(x)$ 是使等式(1)在 x 点取最大值时, 其 Fourier 变换各分量局部相角的加权平均。因此, 各 $\varphi_n(x)$ 值越接近于 $\bar{\varphi}(x)$, 等式(1)的取值越大。

Fourier 变换各分量的频率反映的是全局信息, 为能更好地刻画局部相位的信息, 很自然的想法是引入复指数滤波器, 根据广义相位原理, 该复指数滤波器的实部和虚部应分别由相差为 $\pi/2$ 的正交滤波器对构成。设输入信号为 $I(x)$, 复正交滤波器的实部为 M_n^e , 虚部为 M_n^o , 则滤波后信号的局部能量 $A_n(x)$ 为

$$A_n(x) = \sqrt{(I(x) * M_n^e)^2 + (I(x) * M_n^o)^2} \quad (2)$$

信号滤波后的相位为

$$\varphi_n(x) = \tan^{-1}[(I(x) * M_n^o)/(I(x) * M_n^e)] \quad (3)$$

通过选用不同尺度的复指数滤波器构成复指数滤波器组, 提取出信号中针对不同频率的局部相位, 然后计算出具有局部相位特征的相位一致性信息。相位一致性与局部能量存在以下对应关系^[1], 即

$$E(x) = PC(x) \sum_n A_n \quad (4)$$

其中, A_n 为第 n 个频率尺度滤波器处理后该分量的能量。 $E(x)$ 为局部能量, 其表达式为

$$E(x) = \sqrt{\left(\sum_n (I(x) * M_n^e)\right)^2 + \left(\sum_n (I(x) * M_n^o)\right)^2} \quad (5)$$

3 基于等 Q 分解的 Hilbert 滤波组设计及相位一致性边缘检测

Gauss 函数在信号处理中具有广泛的应用, 加有 Gauss 窗口的 Fourier 变换被证明是唯一满足时频测不准原理的下限, 即能够同时在时域和频域尽可能细致地刻画信号的局部特征。Canny 在其最优边缘检测算法^[2]中指出, 最优边缘检测算子的核心可近似描述为 Gauss 函数的一阶导函数, 如此可使检测后的信号具有尽可能大的信噪比同时, 检测出的边缘位置更为准确。而 Gauss 函数二阶导函数能更好地避免光照不均的影响。因此根据广义相位原理, 在构造复指数滤波器时采用具有偶对称的 Gauss 函数二阶导作为复指数滤波器的实部, 其 Hilbert 变换作为复指数滤波器的虚部, 且虚部具有形如 Gauss 函数一阶导的奇对称形状。如此构造的复指数滤波器的实部和虚部相差刚好为 $\pi/2$ 。

使用的 Gauss 函数的形式为

$$g(x) = e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (6)$$

其二阶导函数的形式为

$$g^{(2)}(x) = -\frac{1}{\sigma^2}e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} + \frac{x^2}{\sigma^4}e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (7)$$

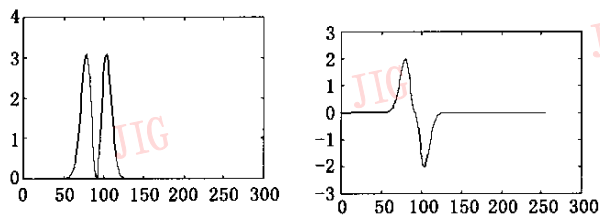
考虑中心平移 f_0 后,该函数的 Fourier 变换为

$$G^{(2)}(f) = -(2\pi)^{5/2}\sigma(f-f_0)^2 e^{-2\pi^2\sigma^2(f-f_0)^2} \quad (8)$$

对该滤波器函数做 Hilbert 变换,可得到以下表达式

$$G^{(2)}(f) = \begin{cases} -j(2\pi)^{5/2}\sigma(f-f_0)^2 e^{-2\pi^2\sigma^2(f-f_0)^2} & f \geq f_0 \\ j(2\pi)^{5/2}\sigma(f-f_0)^2 e^{-2\pi^2\sigma^2(f-f_0)^2} & f < f_0 \end{cases} \quad (9)$$

以 Gauss 函数的二阶导函数的 Fourier 变换为实部,以 Gauss 函数的二阶导函数的 Fourier 变换的 Hilbert 变换为虚部,构成复指数滤波器各部分的波形如图 2 所示。



(a) 复指数滤波器的实部 (b) 复指数滤波器的虚部

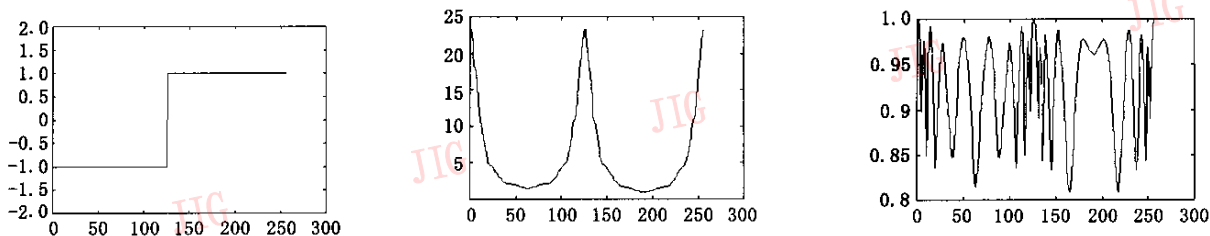
图 2 复指数滤波器实部和虚部的波形图

为检测一维信号的局部能量和相位一致性,可设计一组复指数滤波器,使其均匀覆盖在整个频率轴上,每个滤波器的频率域范围可由倍频程来描述,其表达式为

$$B_f = \log_2(f_2/f_1) \quad (10)$$

其中, $f_2 = f_0 + k\sigma_f$ 为滤波器的频率上限, $f_1 = f_0 - k\sigma_f$ 为滤波器的频率下限, f_0 为滤波器的中心频率, σ_f 为滤波器函数的频率方差, k 为一常数。由于 $\sigma_f =$

$\frac{1}{2\pi\sigma}$, 因此



(a) 阶跃边缘 (b) 局部能量 (c) 相位一致性

图 4 阶跃边缘的局部能量和相位一致性

$$\sigma = \frac{k}{2\pi f_0} \cdot \frac{2^{B_f} + 1}{2^{B_f} - 1} \quad (11)$$

哺乳动物的视觉感知可由一组滤波器近似,而这些滤波器的带宽近似为 1 个倍频程^[5]。根据等 Q 分解,取 f_0 为 $\sqrt{2}$ 、 $2\sqrt{2}$ 、 \dots 、 $(N/2)\sqrt{2}$,若以 2 为底取对数,可得 0.5、1、1.5 \dots ,即在对数下呈等间隔分布。如图 3 所示,当 $k=5$ 时,所生成的滤波器组为首尾相接且彼此稍有覆盖。

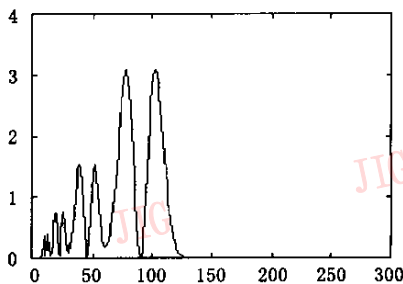


图 3 滤波器组覆盖频率轴

设输入信号为 $I(x)$,尺度为 n 时,复指数滤波器的实部记为 $g_n^{(2)}(x)$,复指数滤波器的虚部记为 $\hat{g}_n^{(2)}(x)$,其中滤波器频率尺度 n 与 σ 有关,则经滤波后的局部能量为

$$E(x) = \sqrt{\left(\sum_n (I(x) * g_n^{(2)}(x))\right)^2 + \left(\sum_n (I(x) * \hat{g}_n^{(2)}(x))\right)^2} \quad (12)$$

根据式(4),相位一致性可描述为

$$PC(x) = \frac{E(x)}{\sum_n A_n} \quad (13)$$

其中

$$A_n = \sqrt{(I(x) * g_n^{(2)}(x))^2 + (I(x) * \hat{g}_n^{(2)}(x))^2} \quad (14)$$

当输入信号为阶跃边缘时,局部能量和相位一致性波形如图 4 所示。

4 噪声与频率响应分析

由于基于相位一致性的边缘检测是在能量积累基础上进行归一化处理的,易于受到噪声的影响。因此,需要考虑如何尽量消除噪声对求解相位一致性的影响。设信号中存在均值为零、功率谱密度 $G_N(\omega) = N_0/2$ 的白噪声,则其自相关函数为^[6]

$$R_N(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2} e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (15)$$

白噪声的方差为

$$\sigma_N^2 = R_N(0) = \frac{N_0}{2} \quad (16)$$

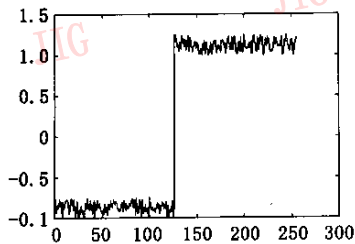
设 Gauss 函数二阶导系统的传递函数为 $H(\omega)$,则功率谱密度为 $G_N(\omega)$ 的白噪声通过该系统后的功率谱密度为

$$G_Y(\omega) = |H(\omega)|^2 G_N(\omega) \quad (17)$$

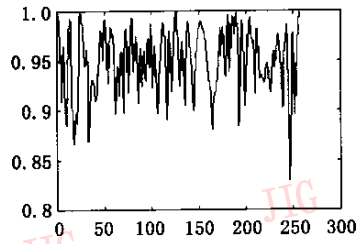
相应的相关函数为

$$\begin{aligned} R_Y(\tau) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |H(\omega)|^2 G_N(\omega) \cos\omega\tau d\omega \\ &= \frac{N_0}{2\pi} \int_0^{\infty} |H(\omega)|^2 \cos\omega\tau d\omega \end{aligned} \quad (18)$$

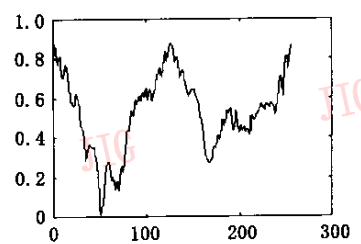
将角频率 $\omega = 2\pi f$ 带入式(8),则



(a) 加噪阶跃图



(b) 未去噪的相位一致性图



(c) 去噪后的相位一致性图

图5 考虑噪声影响的相位一致性处理

相位一致性只在信号中含有多种频率成分的情况下才适用。如只含单一频率,如 \sin ,则其 Hilbert 变换为 \cos ,两项平方求和后处处为 1,即相位处处一致,不能作为一种描述特征。此外,对最初或特意作了如高斯平滑后的退化图像,其高频成分被削弱,则缩小了频率的分布。在此情况下,低频成分就显得至关重要,因为这些低频成分受影响最小。研究表明,频率的均匀分布对阶跃边缘有特别意义,因此滤波器的频率响应不应太窄。本文采用 sigmoid 函数作为频展函数,在滤波器的响应分布较窄处减小相

$$H(\omega) = G^{(2)}(\omega) = -\sqrt{2\pi}\sigma\omega^2 e^{-\frac{\sigma^2\omega^2}{2}} \quad (19)$$

则白噪声通过该系统后的方差为

$$\sigma_Y^2 = R_Y(0) = \frac{N_0}{2\pi} \int_0^{\infty} |G^{(2)}(\omega)|^2 d\omega = \frac{3N_0}{2\sigma^2} \quad (20)$$

将式(16)代入式(20)得

$$\sigma_Y = \sqrt{3} \sigma_N / \sigma \quad (21)$$

由于 Hilbert 变换本身只改变信号的相位,而不改变信号的幅值,因此,白噪声通过 Gauss 函数二阶导的 Hilbert 变换系统后的方差仍是 $\hat{\sigma}_Y = \sqrt{3} \sigma_N / \sigma$ 。Gauss 函数二阶导构成复指数滤波器的实部,Gauss 函数二阶导的 Hilbert 变换构成复指数滤波器的虚部,其输出可视为一复指数随机过程,则噪声通过尺度为 n 的复指数滤波系统后,其方差为^[6]

$$\sigma_{Yn} = \sigma_{Yn} + \hat{\sigma}_{Yn} = 2\sqrt{3} \sigma_N / \sigma_n \quad (22)$$

因滤波器尺度最大时检测到的信号主要是源信号中的高频分量,因此可将其近似视为噪声信号,对其进行均值和方差的统计,所得的方差即认为是 σ_N 。则求解相位一致性的表达式为

$$PC(x) = \frac{[E(x) \sum_n \sigma_{Yn}]}{\sum_n A_n} \quad (23)$$

考虑噪声影响的相位一致性处理如图 5 所示。

位一致性的取值,频率分布宽窄可通过对各尺度滤波器响应幅值求和后除以最大单值响应获得。在除以尺度个数后可实现频展函数的归一化处理。

$$\omega(x) = \frac{1}{1 + e^{\gamma(c-s(x))}} \quad (24)$$

$$s(x) = \frac{1}{N} \left[\frac{\sum_n A_n(x)}{\epsilon + A_{\max}(x)} \right] \quad (25)$$

其中, $s(x)$ 为频展函数, $\omega(x)$ 为权值, c 为截取值, γ 为一增益因子, ϵ 为一防止除零的常数。则相位一致

性可描述为

$$PC(x) = \frac{\omega(x) \cdot \left[E(x) - \sum_n \sigma_{YNn} \right]}{\sum_n A_n} \quad (26)$$

5 二维推广

在二维图像处理中,可类似采用二维 Gauss 函数的二阶导函数作为复指数滤波器的实部,其 Hilbert 变换作为二维复指数滤波器的虚部。为求解二维图像信号中的相位一致性值,应设计一组二维复指数滤波器,使其均匀覆盖在二维频率平面上。因此,在考虑滤波器频率尺度的同时,还需考虑滤波器的方向尺度。滤波器频率尺度的设计仍根据等 Q 分解的原则,与一维滤波器设计方法相似;方向尺度的设计则与滤波器的覆盖范围有关,试验表明,当滤波器间方向夹角为 30° 时,可使滤波器在均匀覆盖频率平面前提下,滤波器的数目较少。将各频率尺度和方向尺度下的滤波结果进行叠加,即可针对整个图像信号进行相位一致性的检测。

类似一维信号,二维 Gauss 函数为

$$g(x, y) = e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}} \quad (27)$$

考虑到作为边缘检测的滤波器应为各向同性,此处取 $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$ 。该二维 Gauss 函数的二阶导函数为

$$g^{(2)}(x, y) = -\frac{2}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}} + \frac{(x+y)^2}{\sigma^4} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}} \quad (28)$$

考虑到滤波器在整个频率平面所处的方向信息,以平面中心为原点, θ 为滤波器频率中心到频率平面中心的连线与频率平面横轴之间的夹角,旋转变换后的 Fourier 变换为

$$G^{(2)}(u, v) = - (2\pi)^3 \sigma^2 \left((f'_u - f_0) + f'_v \right)^2 \cdot e^{-2\pi^2 \sigma^2 \left((f'_u - f_0)^2 + f_v'^2 \right)} \quad (29)$$

其中, f_0 表示中心频率, $f'_u = f_u \cos \theta + f_v \sin \theta$, $f'_v = -f_u \sin \theta + f_v \cos \theta$, 该式的 Hilbert 变换为

$$\hat{G}^{(2)}(u, v) = \begin{cases} -j(2\pi)^3 \sigma^2 \left((f'_u - f_0) + f'_v \right)^2 \cdot e^{-2\pi^2 \sigma^2 \left((f'_u - f_0)^2 + f_v'^2 \right)} & (f'_u - f_0) \cdot f'_v \geq 0 \\ j(2\pi)^3 \sigma^2 \left((f'_u - f_0) + f'_v \right)^2 \cdot e^{-2\pi^2 \sigma^2 \left((f'_u - f_0)^2 + f_v'^2 \right)} & (f'_u - f_0) \cdot f'_v < 0 \end{cases} \quad (30)$$

以二维 Gauss 函数二阶导函数作为实部,记为 $g_{mn}^{(2)}(x, y)$, 其中 n 表示与 σ 有关的滤波器频率尺度,

m 表示方向尺度;以二维 Gauss 函数二阶导函数的 Hilbert 变换为虚部,记为 $\hat{g}_{mn}^{(2)}(x, y)$, 构造二维复指数滤波器。用该二维复指数滤波器覆盖整个频率平面,以 m 表示选取的方向,取 $m=6$,则夹角约为 30° , n 为滤波器频率尺度。对输入图像进行滤波,则相位一致性表达式为

$$PC(x, y) = \frac{\sum_m E_m(x, y)}{\sum_m \sum_n A_{mn}} \quad (31)$$

其中

$$A_{mn} = \sqrt{(I_{mn}(x, y) * M_{mn}^e)^2 + (I_{mn}(x, y) * M_{mn}^o)^2} \quad (32)$$

$$E_m(x, y) = \sqrt{\left(\sum_n (I_{mn}(x, y) * M_{mn}^e) \right)^2 + \left(\sum_n (I_{mn}(x, y) * M_{mn}^o) \right)^2} \quad (33)$$

$$M_{mn}^e = g_{mn}^{(2)}(x, y) \quad (34)$$

$$M_{mn}^o = \hat{g}_{mn}^{(2)}(x, y) \quad (35)$$

考虑到噪声影响,设系统存在均值为零、功率谱密度 $G_N(u, v) = N_0/2$ 的白噪声,则白噪声的方差为 $\sigma_N^2 = N_0/2$ 。设 Gauss 函数二阶导系统的传递函数为 $H(u, v)$, 则白噪声通过该系统后的功率谱密度为

$$\hat{G}_Y(u, v) = |H(u, v)|^2 G_N(u, v) \quad (36)$$

相应的相关函数为

$$R_Y(\tau_X, \tau_Y) = \frac{N_0}{2\pi^2} \int_0^\infty \int_0^\infty |H(u, v)|^2 \cos u \tau_X \cos v \tau_Y du dv \quad (37)$$

其中

$$H(u, v) = G^{(2)}(u, v) = -2\pi\sigma^2 (u+v)^2 e^{-\frac{\sigma^2(u^2+v^2)}{2}} \quad (38)$$

则白噪声通过该系统后的方差为

$$\begin{aligned} \sigma_Y^2 &= R_Y(0, 0) = \frac{N_0}{2\pi^2} \int_0^\infty \int_0^\infty |G^{(2)}(u, v)|^2 du dv \\ &= 3\sqrt{\pi} \frac{N_0}{\sigma} + \left(4 + \frac{3}{4}\pi \right) \frac{N_0}{\sigma^2} \end{aligned} \quad (39)$$

将 $\sigma_N^2 = N_0/2$ 代入式(39)得

$$\sigma_Y = \sqrt{6\pi^{1/2} \sigma_N^2 / \sigma + (8 + 1.5\pi) \sigma_N^2 / \sigma^2} \quad (40)$$

由于 Hilbert 变换本身只改变信号的相位,不改变信号的幅值,因此,白噪声通过 Gauss 函数二阶导的 Hilbert 变换系统后的方差仍是 $\hat{\sigma}_Y = \sigma_Y$ 。因 Gauss 函数二阶导构成复指数滤波器的实部, Gauss 函数二阶导的 Hilbert 变换构成复指数滤波器的虚部,因此,其输出可视为一复指数随机过程,则考虑滤波器的频率尺度 n 和方向尺度 m 后,方差的表达式为

$$\begin{aligned} \sigma_{YNmn} &= \sigma_{Ymn} + \hat{\sigma}_{Ymn} \\ &= 2 \sqrt{6\pi^{1/2} \sigma_N^2 / \sigma_{mn} + (8 + 1.5\pi) \sigma_N^2 / \sigma_{mn}^2} \end{aligned} \quad (41)$$

取滤波器尺度最大时检测的图像信号认为是噪声信号,对其进行均值和方差的统计,所得的方差即认为是 σ_N 。结合频展函数,则求解相位一致性的表达式为

$$PC(x) = \frac{\omega(x) \cdot \left[\sum_m E_m(x,y) - \sum_m \sum_n \sigma_{YNmn} \right]}{\sum_m \sum_n A_{mn}} \quad (42)$$

6 试验结果与结论

采用图 6 所示的标准 Vertical 检测图^[8],左半边灰度是 115,右半边灰度是 140,中间一列(一个灰度像素宽)是 128,图幅为 128×128pixels,分别叠加零均值的高斯白噪声,产生六幅信噪比分别为 1、5、10、20、50、100 的实验图像。信噪比的定义为 $SNR = (h/\sigma)^2$,本实验图的灰度差 $h = 25$, σ 是噪声的方差。图 6 给出了 Sobel、Canny 和本方法对 6 幅实验图像的边缘检测结果。

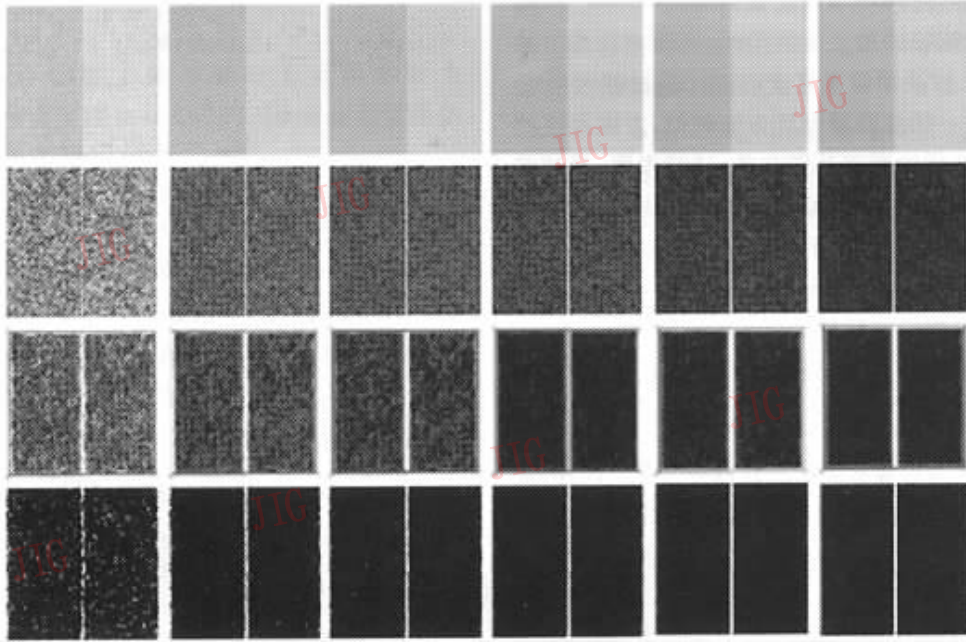


图 6 抗噪声实验

(第 1 排是 Vertical 图像,信噪比分别为 1、5、10、20、50、100,第 2 排是 Sobel 边缘检测结果,第 3 排是 Canny 算子检测结果,第 4 排是本方法检测结果)

采用度量 F ^[7]来衡量不同算法边缘检测的优劣。 F 定义为

$$F = \frac{1}{\max\{I_I, I_A\}} \sum_{i=1}^{I_A} \frac{1}{1 + \alpha d^2(i)} \quad (43)$$

其中, I_A 是实际边缘点数, I_I 是检测出的边缘点数, $d(i)$ 是检测的边缘点与实际边缘点之间的距离, α 为一常数。图 7 是不同边缘检测算法的评价度量 F 随信噪比的变化趋势,从图 7 中可以看出,本算法具有较强的抗噪能力,其性能优于其他两种算法。

相对于基于梯度的边缘检测算法,本算法具有同时适用于阶跃边缘和屋脊形边缘的边缘检测能力。如图 8 所示,左上角可视为两侧灰度渐变的屋脊形边缘,

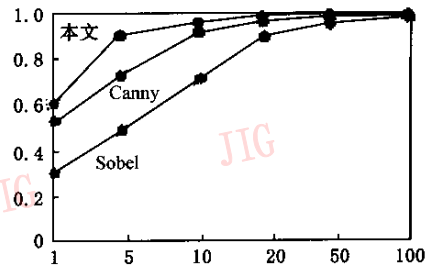
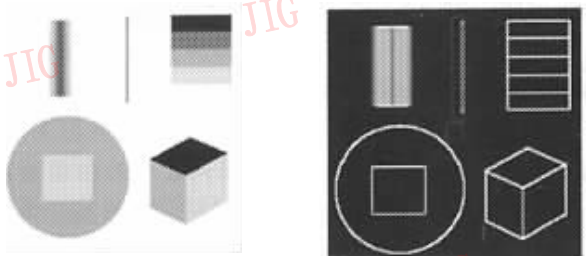


图 7 各边缘检测算法的度量 F 值随信噪比的变化

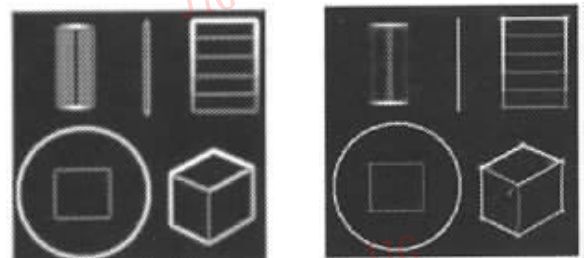
本算法正确检出了边缘中心所在的位置,而 Sobel 算子和 Canny 算子均未能将边缘正确检出。此外,本算法对线形边缘,可以在线形边缘中心处检测出单边缘,

而 Sobel 和 Canny 算子均在线形边缘两侧检测出了双边缘。图 9 为针对自然图像的边缘检测结果。



(a) 原始图像

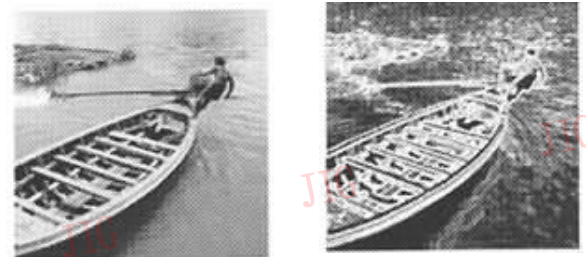
(b) Sobel 边缘检测结果



(c) Canny 边缘检测结果图像

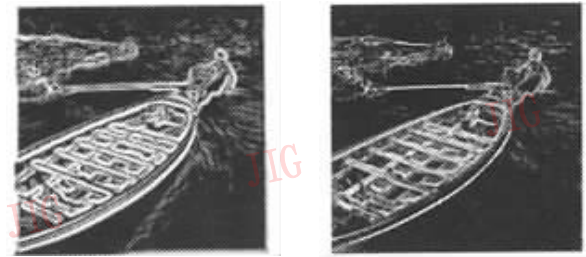
(d) 本文算法边缘检测结果

图 8 本算法的适用于阶跃、屋脊和线形边缘的检测



(a) 原始图像

(b) Sobel 边缘检测结果



(c) Canny 边缘检测结果图像

(d) 本文算法边缘检测结果

图 9 自然图像的边缘检测

试验表明,本算法具有较好的抗噪能力,同时适用于阶跃、屋脊和线形边缘的检测,边缘定位精度较高。只是在信噪比较低的情况下,影响边缘检测的连续性。整个试验采用统一的参数设置,如方向尺度 $m=6$,中心频率为 $2\sqrt{2}$ 、 $4\sqrt{2}$ 时,因频率过于集中在低频区而不予采用,最高频率尺度选择到

$(\log_2 \frac{N}{4} - 1) \sqrt{2}$, 当频率尺度为 $\log_2 \frac{N}{4} \sqrt{2}$ 时,认为检测出的主要是噪声信号,用于进行噪声方差的估计。频率展开中的截至值 $c=0.4$,增益值 $\gamma=10$ 。这表明本算法具有一定的鲁棒性。

参 考 文 献

- 1 Venkatesh S, Owens R. An energy feature detection scheme [A]. In: the International Conference On Image Processing[C], Singapore, 1989:553~557.
- 2 Canny J. A computational approach to edge detection[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Mechine Intelligence, 1986,8(6):679~698.
- 3 Morrone M C, Owens R A. Feature detection from local energy [J], Pattern Recognition Letters, 1987,6(5):303~313.
- 4 Morrone M C, Navangione A, Burr D. An addpative approach to scale selection for line and edge detection [J]. Pattern Recognition Letters, 1995,16(7):667~677.
- 5 Pollen D A, Ronner S F. Visual cortical neurons as localized spatial frequency filters[J]. IEEE Transaction on System Man Cybern, 1983,13(5):907~916.
- 6 梁泰基. 统计无线电理论[M]. 长沙:国防科技大学出版社.
- 7 Abdou I E, Pratt W K. Quantitative design and evaluation of enhancement/thresholding edge detectors [J]. Proceedings IEEE, 1979,67(5):753~763.
- 8 Kitchen L, Rosenfeld A. Edge evaluation using local edge coherence [J]. IEEE Transactions on System Man and Cybernetics, 1981,11(9):597~605.



罗 丁 1968 年生,1999 年毕业于西北工业大学计算机科学与工程系,获模式识别与智能控制专业硕士学位,现为西北工业大学计算机科学与工程系计算机应用专业博士研究生。主要研究领域为图像处理、计算机视觉、模式识别、遥感与地理信息等。先后发表文章 4 篇。



赵荣椿 1936 年生,教授,所长,博士生导师,1960 年毕业于中国人民解放军军事工程学院空军工程系。主要研究领域为信息、图像处理、计算机视觉、模式识别等。出版专著 5 部,发表论文 120 余篇。



慈林林 1950 年生,研究员,所长,1985 年西北工业大学计算机应用专业硕士研究生。主要研究方向为移动计算和人工智能。出版著作 1 部,发表论文 30 余篇。



陈晓峰 1958 年生,高工,1997 年于中国科学院用感所获遥感与地理信息系统博士学位。主要从事 3S 方面的研究与开发工作,先后发表论文近 20 篇。