

视频编码失真两步补偿法及其参数描述

李志斌* 常义林 刘晓仙

(西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室 710071 西安)

摘要: 为了减少视频编码失真, 论文提出了一种新颖的视频编码失真补偿方法——两步补偿法。该方法优先补偿解码恢复图像的直流失真, 再利用直流补偿后的恢复图像设计维纳滤波器, 进一步减弱解码恢复图像中的交流失真。实验数据表明两步补偿法的编码效率优于现有自适应环路滤波方法, 提高 H.264/AVC 的编码效率最高可达 26.31%。此外, 利用分析得到的交流补偿滤波器系数和为 1 的特点, 提出相应的滤波器系数的量化编码方法, 去除了滤波器系数表示方法中的冗余。

关键词: 视频编码失真; 自适应环路滤波器; 维纳滤波器; 直流偏移

中图分类号: TN919.8

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)03-0543-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00455

Two-step Method and Its Parameters Description for Distortion Compensation in Video Coding

Li Zhi-bin Chang Yi-lin Liu Xiao-xian

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: To reduce the distortion in the video coding, the two-step method for distortion compensation in video coding is proposed. Firstly, the DC offset of the reconstructed picture is compensated. Then, the adaptive compensation filter is designed for processing the picture to reduce further AC part of the distortion in the video coding. Experimental results demonstrate that the two-step distortion compensation outperforms the existing algorithm of adaptive loop filter with different resolution sequences. The coding efficiency is improved up to 26.31% compared with H.264/AVC. In addition, with the feature that the sum of the tap coefficients of the adaptive compensation filter equals 1, the modified algorithm for quantization and codec of the filter coefficients is proposed. The redundancy of the description of the filter coefficients is reduced.

Key words: Video coding distortion; Adaptive Loop Filter (ALF); Wiener Filter (WF); DC (Direct Current) offset

1 引言

为了得到高效的压缩性能, 目前的视频编码标准普遍采用有损编码方式, 恢复图像(即接收端解码得到的图像)与原始图像存在差异, 称作视频编码失真。在 H.264/AVC^[1,2]编码过程中变换系数的量化模块是引入失真的唯一环节, 就信号系统而言, 量化引起图像产生的误差可看作加性噪声, 因此, 视频编码失真也可称为视频量化噪声。

利用维纳滤波器(Wiener Filter, WF)在随机信号预测和噪声抑制等方面良好性能^[3,4], 设计最优半像素和四分之一像素预测插值滤波器^[5], 使得运动估计更加精确, 减少帧间预测误差, 从而提高 H.264/AVC 的编码效率。另外, 利用 WF 噪声抑制对解码恢复图像进行简单的后处理, 使得视频编码的量化

噪声得到抑制, 改善解码恢复图像质量^[6]。为了使得改善后的解码恢复图像能够用作后续编码图像的参考图像, 将 WF 应用于预测编码环路中, 即自适应环路滤波器(Adaptive Loop Filter, ALF), 以去方块滤波输出的恢复图像为 WF 的输入信号, 以 WF 的输出图像与作为期望信号的原始图像的均方误差最小为准则设计 WF, 从而抑制视频编码的量化噪声, 提高解码恢复图像质量^[7-9]。ALF 将量化编码后的 WF 抽头系数传送到解码端, 供解码器补偿编码失真, 提高解码恢复图像质量, 并且得到改善的解码恢复图像用于后续编码帧的参考图像, 提高帧间预测的准确性, 从而提高视频编码效率。

然而, 现有的 ALF 方法是视频量化噪声看作一个整体设计 WF。实际上, 视频量化噪声可细分为直流分量和交流分量两部分。利用 WF 乘性抽头系数设计易于实现对交流噪声的平滑和抑制, 然而试图通过 WF 乘性抽头系数设计同时达到补偿加性的直流偏移和抑制交流噪声的目的, 这样设计出的 WF 性能较低, 且可能引入额外的直流噪声。

2010-05-07 收到, 2010-07-26 改回

国家自然科学基金(60772134, 60902081, 60902052)和高等学校学科创新引智计划(B08038)资助课题

*通信作者: 李志斌 zhibin.li@mail.xidian.edu.cn

本文提出视频量化噪声的两步补偿法,即优先对恢复图像中的直流噪声进行补偿,再对补偿后的恢复图像设计交流分量补偿滤波器(AWF),从而进一步减弱视频量化噪声中的交流分量。本文通过视频量化噪声的特点的分析,指出视频量化噪声包含直流分量和交流分量两部分,并通过实验证明了在特定场景的部分区域内的视频恢复图像的直流偏移非常明显。同时指出 AWF 抽头系数之和等于 1 的特点,利用该特点,本文提出 AWF 抽头系数的量化编码方法,去除了滤波器系数表示方法中的冗余,提高了视频编码语法的严谨性。

2 视频编码系统中的维纳滤波器

图 1 给出了在视频编码系统中的中心对称的维纳滤波器结构示意图。

假设视频量化噪声为 n , 那么视频编码系统的恢复图像 y 与原始图像 x 之间关系可表示为

$$y_k = x_k + n_k \quad (1)$$

式中 k 为像素位置。经过 WF 的输出值记作 z_k 。如图 1 所示, WF 系数记为 w_i , 对应于各抽头系数的输入信号记为 y_i , 则 WF 输出方程为

$$z_k = \sum_{i=0}^L w_i \cdot y_i \quad (2)$$

式中 L 表示 WF 长度。

误差信号 e 定义为原始图像的像素值与 WF 输出值之间的差, 即

$$e_k = z_k - x_k \quad (3)$$

则最佳 WF 的抽头系数可以根据式(4)得到

$$w_{opt,i} = \arg \min E[e_k^2] \quad (4)$$

式中 $E[\cdot]$ 表示随机变量的期望。

3 视频量化噪声的分析

3.1 理论分析

视频编解码系统中, 导致恢复图像质量下降的原因是在对预测差值进行变换编码时, 对变换系数的量化造成的。从原理上讲, 一个量化台阶中, 量化电平值取随机变量的均值得到的量化噪声均方值最小, 即量化误差最小。通常情况下, 假设在一个量化台阶 Δ (量化步长) 内的变换系数是均匀分布的。因此, 为了最小化量化误差, 变换系数的量化

电平值是取变换系数所在量化台阶的中心位置, 如图 2 所示。从统计意义上讲, 变换系数的量化误差是一个在 $[-\Delta/2, \Delta/2]$ 内均匀分布的随机变量, 且均值为零。由于 DCT 是线性变换, 由变换域产生的量化误差引起图像域的编码失真同样具有均值为零的特点。因此, 视频量化噪声可以近似看成是叠加在原始图像上独立的均值为零的噪声。

然而对于视频中某一帧图像或者图像中的某个部分, 其 DCT 直流系数的分布不具有均匀性, 经过量化会引起恢复图像产生直流偏移, 即一定区域的恢复图像平均值与该区域原始图像平均值不等。从图像信号的 DCT 和反变换也能看到这一点:

2 维 $N \times N$ 的 DCT 和 IDCT 分别如式(5)和式(6)定义

$$F(u, v) = \frac{2}{N} c(u)c(v) \sum_{x,y=0}^{N-1} f(x, y) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{2N} \cdot \cos \frac{(2y+1)v\pi}{2N} \quad (5)$$

$$f(x, y) = \frac{2}{N} \sum_{u,v=0}^{N-1} c(u)c(v)F(u, v) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{2N} \cdot \cos \frac{(2y+1)v\pi}{2N} \quad (6)$$

式中 $c(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{2}, & t = 0 \\ 1, & \text{其它} \end{cases}$

假设 $\hat{F}(u, v)$ 为反量化恢复的 DCT 系数, 量化误差记作 $\delta(u, v)$, 即式(7)成立。

$$\hat{F}(u, v) = F(u, v) + \delta(u, v) \quad (7)$$

经过 IDCT 得到的恢复图像记作 $\hat{f}(x, y)$, 则 IDCT 可变形为

$$\begin{aligned} \hat{f}(x, y) &= \frac{2}{N} \sum_{u,v=0}^{N-1} c(u)c(v)\hat{F}(u, v) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{2N} \cdot \cos \frac{(2y+1)v\pi}{2N} \\ &= \frac{2}{N} \sum_{u,v=0}^{N-1} c(u)c(v)F(u, v) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{2N} \cdot \cos \frac{(2y+1)v\pi}{2N} + \frac{2}{N} \sum_{u,v=0}^{N-1} c(u)c(v)\delta(u, v) \cdot \cos \frac{(2x+1)u\pi}{2N} \cos \frac{(2y+1)v\pi}{2N} \end{aligned} \quad (8)$$

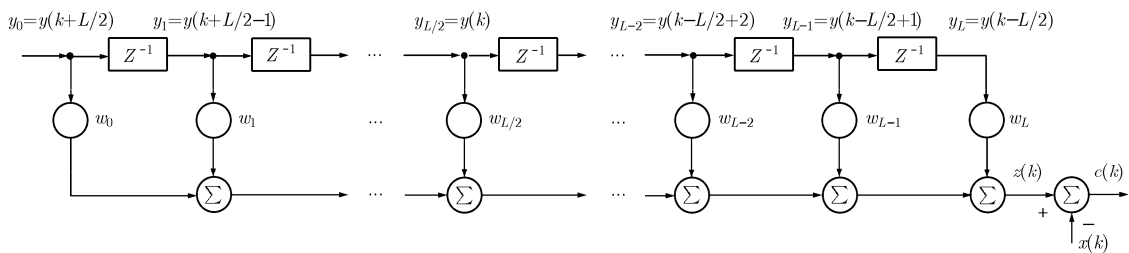


图 1 维纳滤波器结构示意图

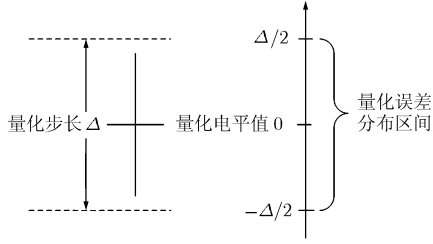


图 2 量化误差分布示意图

如果恢复图像与原始图像之间的误差记为 $D(x, y)$ ，如式(9)表示

$$\begin{aligned}
 D(x, y) &= \frac{2}{N} \sum_{u, v=0}^{N-1} c(u)c(v)\delta(u, v) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{2N} \\
 &\quad \cdot \cos \frac{(2y+1)v\pi}{2N} \\
 &= \frac{\delta(0, 0)}{N} + \frac{2}{N} \sum_{\substack{u, v=0 \\ (u+v \neq 0)}}^{N-1} c(u)c(v)\delta(u, v) \\
 &\quad \cdot \cos \frac{(2x+1)u\pi}{2N} \cos \frac{(2y+1)v\pi}{2N} \quad (9)
 \end{aligned}$$

由于正弦函数的正交性，变换域直流系数的量化误差只引起变换区域内恢复图像的直流偏移，交流系数的量化误差引起恢复图像的交流噪声。因此，理论上可以得出，视频量化噪声是由直流噪声和交流噪声两部分构成。

3.2 直流偏移的统计实验及分析

为了进一步证明上述结论，本文对恢复图像亮度信号的直流偏移进行了统计分析。具体地讲，本实验将恢复图像和原始图像进行比较，分别以 4×4 ， 8×8 和 16×16 为单位统计 6 个 QCIF 格式典型序列的直流偏移。恢复图像是在量化参数(QP)等于 28

条件下分别以 I 帧和 P 帧编码方式得到的。图 3 给出恢复图像亮度信号的直流偏移直方图。由图 3 可以看出，直流偏移是以零为中心分布的，但是分布较分散。为了进一步分析其分布特性，通过正态分布函数拟合直流偏移的统计数据，并在直方图中给出拟合正态分布函数的均值和方差。可以看出，相同编码方式下，不同尺寸块的直流偏移的均值相等，方差则随着块尺寸的减小而增大。相同块尺寸下，P 帧的方差明显大于 I 帧。方差越大表明直流偏移波动范围越大，直流偏移不等于均值(零)的块越多。因此，对于某个特定区域而言，恢复图像和原始图像之间存在明显的直流偏移。

4 两步补偿法及其参数描述

4.1 两步补偿法

基于第 3 节的分析，本文提出视频量化噪声的两步补偿法。第 1 步，补偿视频量化噪声的直流分量；第 2 步，利用直流补偿后的恢复图像，设计 AWF，用以减弱视频量化噪声的交流分量。

视频量化噪声的直流分量 DC_offset 按照式(10)计算

$$DC_offset = E[x] - E[y] \quad (10)$$

式中 $E[x]$ 和 $E[y]$ 分别表示补偿区域内的原始图像和恢复图像均值。为了保证编解码两端的直流补偿一致，编码端使用经过量化反量化的直流补偿恢复值补偿恢复图像，直流补偿恢复值满足式(11)

$$\overline{DC_offset} = \left\lfloor \frac{DC_offset}{DC_qstep} \right\rfloor \cdot DC_qstep \quad (11)$$

式中 DC_qstep 是直流补偿值的量化步长。

具体补偿算法如式(12)所示。

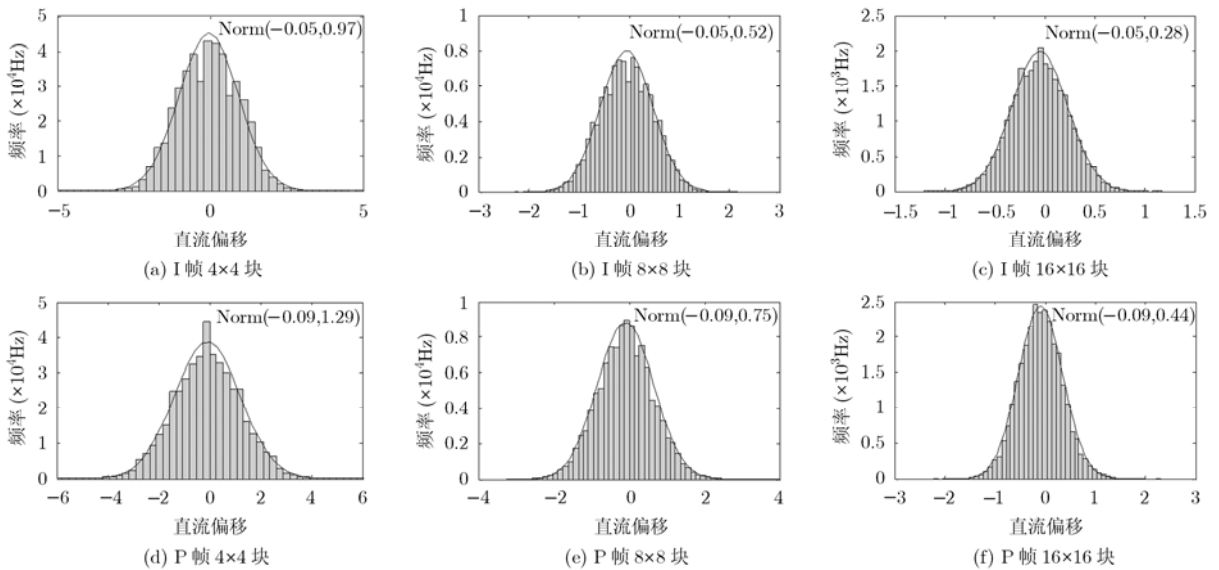


图 3 直流偏移的统计直方图

$$y'_k = y_k + \overline{\text{DC_offset}} \quad (12)$$

式中 y' 表示经过直流噪声补偿后的恢复图像。

AWF 的设计原理与补偿方法和 ALF 相同, 其结构和图 1 所示相同, 需要指出的是 AWF 的输入信号是经过直流补偿后的恢复图像。

4.2 参数描述

两步补偿法的相关参数需要以边信息的方式编码传送到解码器。根据解码恢复得到滤波器参数, 解码器能够重构与编码端相同的自适应滤波器用于补偿解码恢复图像中的量化噪声。本文提出方法的编码参数包含: 直流补偿值和交流补偿滤波器参数。

直流补偿值采用精细量化后, 只需用一个有符号数表示其预测差值, 编码简单, 比特开销小。交流补偿滤波器参数包含: 滤波器开关标志、滤波器类型和结构、滤波器系数以及滤波区域标记等。由于交流补偿滤波器系数多, 比特开销较大, 因此, 在 4.2.1 节中深入分析了滤波器系数的特点, 4.2.2 节给出滤波器系数的量化编码方法。需要说明的是交流补偿滤波器的其它参数(包括滤波器的类型和结构, 滤波区域标志)仍采用文献[8]给出的方法编码。

4.2.1 交流补偿滤波器的特点分析 视频量化噪声的交流分量是经过量化噪声直流分量补偿后的恢复图像 y' 的失真, 可以看成是叠加在原始图像 x 上的均值为零的噪声 n' , 式(13)成立。

$$y'_k = x_k + n'_k \quad (13)$$

直流补偿后的视频量化噪声 n' 的均值为零, 即式(14)成立

$$E[n'] = E[y'] - E[x] = 0 \quad (14)$$

利用以均方误差最小设计的 AWF 补偿恢复图像 y' 的交流噪声, 由式(14)知, AWF 输出的图像 z 与原始图像的均值也同样相等, 即有式(15)成立

$$E[z] = E[x] \quad (15)$$

AWF 输出方程, 即式(2)两边取均值可得式(16)

$$E[z] = E[z_k] = E\left[\sum_{i \in S} w_i \cdot y'_i\right] = \sum_{i \in S} w_i \cdot E[y'_i] \quad (16)$$

根据平稳随机信号的各态历经性, 对于任意 i , 都有式(17)成立

$$E[y'_i] = E[y'_i] \quad (17)$$

将式(14)、式(15)和式(17)代入式(16), 变换可得出最佳滤波器系数之和等于 1 的关系, 即式(18)

$$\sum_{i \in S} w_i = 1 \quad (18)$$

因此, 基于直流补偿的补偿视频量化噪声自适应滤波器 AWF 抽头系数具有如下性质:

(1)AWF 系数之和等于 1, 如式(18);

(2)与 ALF 相同, AWF 抽头系数关于中心抽头对称, 即 $w_i = w_{L-i}$, $i = 0, 1, \dots, L$, L 为偶数;

(3)中心抽头系数值远大于其它抽头系数值, 即有 $w_{L/2} > w_i$, ($i \neq L/2$)。这是由于原始图像坐标 k 的像素 $x(k)$ 与在滤波器窗口中心位置 $L/2$ 对应的恢复图像像素 $y'(k)$ 的相关性最强。

4.2.2 交流补偿滤波器系数的量化编码方法 根据 4.2.1 节分析的交流分量补偿滤波器系数性质, 只需要对系数 w_i ($i < L/2$) 进行量化编码, 利用对称原则得到系数 w_i ($i > L/2$), 利用式(18)得到中心抽头系数 $w_{L/2}$, 即 $w_{L/2} = 1 - \sum_{0 < i < L/2} 2w_i$ 。基于此, 本文提出改进的交流分量补偿滤波器系数量化编码方法。

采用相同的量化步长 $qstep$ 对交流补偿滤波器的每一个抽头系数 w_i 均匀量化, 量化系数记为 $w_{i,q} = \lfloor w_i/qstep \rfloor$, 反量化得到的滤波器系数恢复值记作 \hat{w}_i 。由于系数量化存在误差, 因此会出现 $\sum_{i \in S} \hat{w}_i \neq 1$ 的情况。为了保证 $\hat{w}_{L/2}$ 的精确性和式(18)的成立, 需要根据情况对滤波器的量化系数 $w_{i,q}$ ($i < L/2$) 做一定的修正。如果 $\sum_{i \in S} \hat{w}_i > 1$, 对量化系数做“减小”修正, 如果 $\sum_{i \in S} \hat{w}_i < 1$, 对量化系数做“增大”修正, 否则不做修正。

式(19)给出量化值需要修正的抽头系数:

$$i_m = \arg \min_{0 < i < L/2} [(w_{i,q} + \Delta_m) \cdot qstep - w_i] \quad (19)$$

式中 Δ_m 为修正增量, 当“减小”修正时, $\Delta_m = -1$, 当“增大”修正时, $\Delta_m = 1$ 。

按照式(20)修正抽头系数 w_{i_m} 的量化值 $w_{i_m,q}$:

$$w'_{i_m,q} = w_{i_m,q} + \Delta_m \quad (20)$$

式中 $w'_{i_m,q}$ 修正值。经过修正后, 反量化的滤波器系数恢复值则为 $\hat{w}'_{i_m} = \hat{w}_{i_m} + \Delta_m \cdot qstep$ 。

如果修正后的滤波器系数恢复值满足 $\sum_{i \in S} \hat{w}_i = 1$ 时, 修正结束, 否则选择下一个需要修正的抽头系数继续修正。

最后, 依次编码各非中心抽头系数的修正量化值。

5 实验数据与分析

为了验证本文方法的有效性, 本实验采用 H.264/AVC 参考代码 KTA(Key Technical Area)2.6 [10] 作为仿真平台, 并将本文方法集成到 KTA2.6 中。在现有的视频量化噪声补偿方法中, 文献[8]的 BALF 方法由于提高编码效率显著, 被 KTA 接收为编码工具。为了全面比较本文方法和 H.264/KTA2.6 基准方法以及 BALF 方法, 实验依照视频

标准化组织推荐的测试条件^[11], 选择了 12 个标准视频序列, 其中 QCIF 格式 3 个, CIF 格式 4 个, 720p 格式 5 个, 测试序列的详细参数见表 1。实验采用 IPPP 预测结构, 分别在 Baseline 和 High Profile 两个标准测试条件下进行比较。

表 1 测试序列的参数

测试序列	分辨率(宽×高)	帧率(帧·s ⁻¹)	帧数
container_qcif	176×144	15	100
foreman_qcif	176×144	15	100
silent_qcif	176×144	15	100
foreman_cif	352×288	30	200
mobile_cif	352×288	30	200
paris_cif	352×288	15	150
tempeste_cif	352×288	30	200
BigShips	1280×720	60	100
City	1280×720	60	100
Crew	1280×720	60	100
Night	1280×720	60	100
ShuttleStart	1280×720	60	100

为了定量地比较本文提出算法, BALF 和 KTA 定义的基准方法, 实验采用 VCEG(Video Coding Experts Group)推荐的由 Bjontegaard 提出的计算平均 $\Delta PSNR / \Delta Bitrate$ 的方法^[12]进行衡量, 平均 $\Delta PSNR$ 用来衡量两条率失真曲线映射在 PSNR 上的增益, 而平均 $\Delta Bitrate$ 用来衡量两条率失真曲线

映射在比特率上的节省量, 从而可以有效表示改进算法相对于基准方法的提高程度。计算 $\Delta PSNR / \Delta Bitrate$ 的 4 组数据点所使用 QP 参数同样采用文献^[11]推荐的 4 个典型值, 即 22, 27, 32 和 37。

表 2 给出本文所提方法相对于 H.264/KTA2.6 的编码增益。为了便于比较, 表 2 同时列出了文献^[8]的 BALF 方法相对于 H.264/KTA2.6 的编码增益。从表 2 可以看出, 在 Baseline 和 High 的测试条件下, 对于 QCIF 格式, CIF 格式和 720p 格式的测试序列, 本文方法都可有效提高 H.264/KTA2.6 编码效率, 并显著优于 BALF 方法。从而验证了本文提出视频量化噪声两步补偿法的合理性和有效性。相比于 QCIF 和 CIF 序列, 实验数据表明本文方法对 720p 序列的编码效率提升较大, 这是由于本文方法给出的直流补偿值更为精确。视频量化噪声的直流分量补偿得越精确视频主观质量越好, 并且经过直流分量补偿的图像质量提高, 有利于后面的交流分量自适应补偿滤波器的设计, 从而达到更精确的补偿视频量化噪声的目的。

另外在相同的软硬件条件下统计比较了本文方法和 BALF 的编解码时间并在表 3 中给出。表 3 数据表明, 本文方法的计算量比 BALF 略有增加, 这是由于本文方法与 BALF 相比较, 增加了一个直流偏移补偿模块, 而 AWF 方程组建立、抽头系数求

表 2 亮度分量的编码增益

测试序列	$\Delta Bitrate$ (%)			
	Baseline		High IPPP	
	BALF ^[8]	本文方法	BALF ^[8]	本文方法
container_qcif	11.28	11.52	3.20	3.43
foreman_qcif	4.02	4.44	3.17	3.39
silent_qcif	3.61	3.92	2.96	9.19
foreman_cif	7.89	8.11	6.11	6.23
mobile_cif	7.92	8.09	6.89	7.03
paris_cif	2.93	3.05	2.17	2.27
tempeste_cif	4.72	4.84	3.82	3.91
BigShips	12.14	12.45	9.64	9.85
City	21.96	22.21	15.96	16.15
Crew	18.09	18.30	8.29	8.46
Night	6.41	6.75	5.20	5.43
ShuttleStart	25.92	26.31	16.09	16.31

表 3 平均编解码时间比较

测试条件	平均编码时间 (s)			
	BALF ^[8]	本文方法	BALF ^[8]	本文方法
Baseline	5633.325	5681.473	40.811	42.536
High IPPP	10836.235	10998.383	39.496	41.326

解以及系数量化编码等其它算法模块的运算量和内存空间都没有明显的额外增加。相反地, 编码器中本文方法节省了一个抽头系数的量化编码, 解码器中本文方法也仅需要为恢复该抽头系数而增加系数求和的加法运算, 这部分开销相对于算法中的其它模块而言可以忽略不计。

6 结束语

本文研究了视频编码中维纳滤波器的应用原理,分析了视频量化噪声的特点,针对现有自适应环路滤波器的不足,提出直流补偿和交流自适应滤波器补偿的视频量化噪声两步补偿法。本文提出方法保证了直流分量的精确补偿,同时有效减弱了视频恢复图像中的交流噪声,从而提高了视频编码效率。此外,本文根据理论推导指出在直流补偿的基础上,交流补偿滤波器具有系数之和等于 1 的特点,给出在 H.264/AVC 中表示量化噪声补偿滤波器系数的严密语法结构。

参 考 文 献

- [1] Telecommunication Standardization Sector. ITU-T recommendation H.264 advanced video coding for generic audiovisual services[S]. Geneva, Switzerland: Telecommunication Standardization Sector, 2009.
- [2] Wiegand T and Sullivan G. The H.264/AVC video coding standard[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(2): 148-153.
- [3] Wiener N. The Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series[M]. Cambridge: UK, MIT Press, 1949, 81.
- [4] Haykin S. Adaptive Filter Theory[M] (4th ed). New York: USA, Prentice Hall Inc., 2002, 94.
- [5] Vatis Y and Ostermann J. Adaptive interpolation filter for H.264/AVC[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 2009, 19(2): 179-192.
- [6] Wittmann S and Wedi T. Transmission of post-filter hints for video coding schemes[C]. Proceedings of IEEE- International Conference on Image Processing. San Antonio, USA, ICIP, 2007: 81-84.
- [7] Chujo T, Tanizawa A, and Yamakage T. Adaptive loop filter for improving coding efficiency[EB/OL]. (2008-04-23) [2009-03-27]. <http://www.itu.int/ITU-T/meetingdocs/index.asp>.
- [8] Watanabe T, Wada N, and Yasuda G, *et al.* In-loop filter using block-based filter control for video coding[C]. Proceedings of IEEE-International Conference on Image Processing. Cairo, Egypt: ICIP, 2009: 1013-1016.
- [9] Chujo T, Yasuda G, and Wada N, *et al.* Improvement of block-based adaptive loop filter[EB/OL]. (2008-10-10) [2009-06-15]. http://ftp3.itu.int/av-arch/video-site/0810_San/VCEG-AJ13.zip.
- [10] Heinrich-Hertz-Institute. KTA reference software version JM11.0/KTA 2.6[CP/OL]. (2009-10-13) [2009-10-18]. <http://iphome.hhi.de/suehring/tml/download/KTA/jm11.0kta2.6.zip>.
- [11] Tan T, Sullivan G, and Wedi T. Recommended simulation common conditions for coding efficiency experiments revision 1[EB/OL]. (2007-01-14) [2008-07-08]. http://ftp3.itu.int/av-arch/video-site/0701_Mar/VCEG-AE10.zip.
- [12] Bjontegaard G. Calculation of average PSNR differences between RD-curves[EB/OL]. (2001-03-28) [2006-02-05]. http://ftp3.itu.int/av-arch/video-site/0104_Aus/VCEG-M33.doc.

李志斌: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为多媒体通信、图像处理与视频编码。

常义林: 男, 1944 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为多媒体通信、网络管理与军事通信学等。

刘晓仙: 女, 1984 年生, 博士生, 研究方向为立体视频编码。