

基于最优因果化提升结构及子带叠混的低内存 DWT 实现*

李京旭^{1,2}, 张雄明^{3,4}

(1. 中国人民解放军 66081 部队, 河北 张家口 075000; 2. 国防科技大学 计算机学院, 湖南 长沙 410073;
3. 中国人民解放军 61195 部队, 北京 100091; 4. 国防科技大学 ATR 重点实验室, 湖南 长沙 410073)

摘要: 基于提升结构的因果化实现及优化在将两带滤波器组转化为单进单出系统时子带系数的叠混模式, 提出了一种改进的低内存需求的离散小波变换 (Enhanced Low-memory Discrete Wavelet Transform, ELDWT) 实现方法。相对于 DWT 的常规全局实现法, 基于 ELDWT 实现的正、逆离散小波变换均具有与图像高度无关的低内存需求且不同的分解层可以使用不同的小波滤波器。相对于著名的基于行的离散小波变换实现 (Line-Based Wavelet Transform, LBWT), 当小波滤波器组中的滤波器长度差大于 2 时, ELDWT 具有比 LBWT 更低的全局内存开销及系统时延。当采用 MPEG-4 标准中静态纹理压缩所采用的 9/3 滤波器组及典型的 5 层分解, 相对于 LBWT, 基于 ELDWT 的 2 维 DWT 实现的内存需求降低了 22.7%。

关键词: 离散小波变换; 因果化提升结构; 低内存; 最优子带叠混

中图分类号: TP391 **文献标识码:** A

Low-memory Discrete Wavelet Transform with Optimization of Causal Lifting Scheme and Subband Interleaving

LI Jing-xu^{1,2}, ZHANG Xiong-ming^{3,4}

(1. The Chinese People's Liberation Army 66081 Troops, Zhangjiakou 075000, China;
2. College of Computer, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China;
3. The Chinese People's Liberation Army 61195 Troops, Beijing 100091, China;
4. National Key Laboratory of ATR, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Based on the optimization of causal implementation for the lifting schemes and the interleaving mode for sub-band coefficients, this research presents an enhanced low-memory implementation of discrete wavelet transform called the ELDWT (Enhanced Low-Memory Discrete Wavelet Transform). In comparison with the conventional global implementation of DWT, the ELDWT has the advantages that its memory budget is independent of the image height and different DWT filter banks can be utilized in different decomposition/reconstruction levels. When the difference between the filters' lengths is greater than two, the ELDWT has lower memory requirement and less system latency than those of the line-based DWT (LBWT). When a 5-level decomposition with the MPEG Default 9/3 filter bank is adopted, the overall memory is reduced by 22.7% in comparison with the LBWT.

Key words: discrete wavelet transform; causal lifting scheme; low memory; optimal subband interleaving

离散小波变换 (DWT) 是近年来图像压缩中广泛采用的多分辨率变换。对于二维 DWT 实现而言, 内存问题主导了硬件成本及实现复杂性, 在某些多媒体相关的应用中缓存及其功耗可占芯片总面积及总功耗的 50% 以上^[1]。DWT 的常规全局实现需缓存整幅图像, 因此其内存需求与像素数目具有相同的量级。这会导致大尺寸图像的 DWT 实现具有过高的内存需求。实际上, 图像压缩中常用的 DWT 滤波器组均是 FIR 的, 这意

味着任一给定子带系数的计算仅依赖于特定的像素子集。如果利用这种计算局部性并且编码器及时消耗生成的子带系数, 则可不必要缓存整幅图像而实现 DWT。当前, 业界已经提出了一些低内存 DWT 实现^[2-6], 其中 LBWT^[3] 是一种正、逆变换均具有低内存需求的优秀实现算法, 并且已经被集成到 JPEG2000 中。LBWT 默认 DWT 滤波器组中的滤波器长度一致, 无法利用线性相位两带 FIR 滤波器组中的滤波器的非对称性。基于

* 收稿日期: 2011-03-08

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60473080, 60573103)

作者简介: 李京旭 (1981—), 男, 博士生。

提升结构的因果化及优化 DWT 滤波器组的子带系数叠混模式,本文提出了一种改进的低内存 DWT 实现——ELDWT。对滤波器长度差大于 2 的奇数长线性相位 DWT 滤波器组,ELDWT 充分利用子带系数与样本点间的依赖关系以降低系统时延及内存需求。

通过利用处理器计算第 1 层子带的间歇计算高分解层的子带系数,文献[2]最早给出了低内存需求的多层 DWT 实现——RPA。RPA 的缺点是仅能处理正交 DWT 且无法完全重构原样本序列。基于后向函数递归,文献[5]提出了一种分解/重构均具有低内存需求的 DWT 实现。但是该算法所生成的各子带需存储在不同的文件中,因此重构时需要在不同子带对应的码流之间跳转,无法以实时的方式实现。文献[3,6]分别研究了双正交线性相位 DWT 及一般的树状多带滤波器组的低内存实现问题,并指出,一个正、逆变换均具有低内存需求的 DWT 实现的内存需求,包括滤波缓存与同步缓存两部分。本文提出的 DWT 的低内存实现——ELDWT,从优化滤波缓存及同步缓存着手,力图进一步地降低 DWT 实现所需的内存需求。

1 滤波缓存的优化

相对于基于卷积的 DWT 实现,基于提升结构的 DWT 实现具有内存需求低、计算复杂度低及易于实现可逆整数变换等优点^[7]。用 $\mathbf{H}(z)$ 表示小波滤波器组对应的归一化分析多相位矩阵,则 $\mathbf{H}(z)$ 存在如下分解^[7]

$$\mathbf{H}(z) = \begin{bmatrix} K_0 & 0 \\ 0 & K_1 \end{bmatrix} \prod_{i=0}^{N_L-1} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & T_i(z) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ S_i(z) & 1 \end{bmatrix} \right\} \quad (1)$$

式中, $S_i(z)$ 、 $T_i(z)$ 被称为提升因子, K_0 、 K_1 为尺度调节因子, N_L 为完整的提升步骤的数目。约定 $\mathbf{H}(z)$ 对应的样本序列 $x[n]$ 的奇、偶序列分别为 $x_1[n] = x[2n+1]$, $x_0[n] = x[2n]$ 。

标准提升结构中通常存在非因果的提升因子^[7]。统计基于提升结构实现 DWT 所需的缓存必须将提升分解因果化,其因果化版本的实现所需系统延迟 z^{-1} 的数目即为实现该 DWT 所需的缓存数目。考虑到基于提升结构的 DWT 正、逆变换具有对称性,本节仅论述分析多相位矩阵的因果化实现,即 DWT 正变换。在分析提升结构的因果化前,先引入引理 1。该引理为本文提升结构因果化实现的基础,可通过构造法加以证明。

引理 1 假设 $a, b \in \mathbf{Z}_+$ 且 $\mathbf{H}(z) = \sum_{k=0}^b h[k]z^{-k}$

为因果滤波器,其中 $h[b] \neq 0$, \mathbf{Z}_+ 表示非负整数集。记

$$\mathbf{P}(z) = \begin{bmatrix} z^{-a} & 0 \\ \mathbf{H}(z) & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\mathbf{Q}(z) = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{H}(z) \\ 0 & z^{-a} \end{bmatrix}$$

则实现以 $\mathbf{P}(z)$ 、 $\mathbf{Q}(z)$ 为传递矩阵的线性 LTI 系统所需的系统延迟数目均为 $\max\{a, b\}$ 。

下面讨论式(1)给出的提升结构的因果化。考虑到尺度调节矩阵 $\text{diag}\{K_0, K_1\}$ 对因果化无影响,因此在下述分析中被省略。首先将主提升因子 $S_i(z)$ 及对偶提升因子 $T_i(z)$ 分别写为

$$S_i(z) = \sum_{k=-l_i}^{u_i} s_i[k] \cdot z^{-k}, \quad (3)$$

$$T_i(z) = \sum_{k=-l'_i}^{u'_i} t_i[k] \cdot z^{-k}$$

其中, $s_i[-l_i] \cdot s_i[u_i] \cdot t_i[-l'_i] \cdot t_i[u'_i] \neq 0$, $l_i, u_i, l'_i, u'_i \in \mathbf{Z}_+$, $\forall i = 0, \dots, N_L-1$ 。在式(1)中,如果 $S_0(z) \equiv 0$ (或 $T_{N_L-1}(z) \equiv 0$), 则有 $l_0 = u_0 = 0$ (或 $l'_{N_L-1} = u'_{N_L-1} = 0$)。

记 $\tilde{\mathbf{H}}(z) = \prod_{i=0}^{N_L-1} z^{-(l_i+l'_i)} \cdot \mathbf{H}(z)$ 并将 z^{-l_i} 、 $z^{-l'_i}$ 分别分配到提升因子 $S_i(z)$ 及 $T_i(z)$ 中,可得

$$\tilde{\mathbf{H}}(z) = \prod_{i=0}^{N_L-1} \begin{bmatrix} 1 & z^{-l'_i} T_i(z) \\ 0 & z^{-l_i} S_i(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z^{-l_i} & \\ & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z^{-l_i} & 0 \\ z^{-l'_i} S_i(z) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \\ & z^{-l'_i} \end{bmatrix} \quad (4)$$

基于引理 1, 直接使用式(4)实现因果化提升分解所需的系统延迟数目为

$$\mathcal{D}_{\text{Direct}} = 2 \sum_{i=0}^{N_L-1} (l'_i + l_i) + \sum_{i=0}^{N_L-1} (u'_i + u_i) \quad (5)$$

通过观察引理 1 可知,在式(4)中,如果通过矩阵变换将延迟转移到矩阵的同一列,并且尽量使位于该列上两元素关于 z^{-1} 的阶数相近,可减小其实现所需的延迟数目。下述提升结构的分解因果化实现正是基于此思想。

定义 $\tilde{S}_i(z) \triangleq z^{-l_i} S_i(z)$ 、 $\tilde{T}_i(z) \triangleq z^{-l'_i} T_i(z)$ 分别为 $S_i(z)$ 、 $T_i(z)$ 的因果化版本并令 $\tilde{\mathbf{H}}(z) \triangleq \tilde{\mathbf{H}}'(z) \cdot \text{diag}\{1, z^{-\delta[l_0]}\}$, 通过矩阵变换可得提升结构分解式 $\tilde{\mathbf{H}}'(z)$ 的因果实现

$$\tilde{H}'(z) = \begin{bmatrix} 1 & \tilde{T}_{N_L-1}(z) \\ 0 & z^{-l'_{N_L-1}} \end{bmatrix} \prod_{i=0}^{N_L-2} \left\{ \begin{bmatrix} z^{-(l_{i+1}+l'_{i+1})} & 0 \\ \tilde{S}_{i+1}(z) & 1 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} 1 & \tilde{T}_i(z) \\ 0 & z^{-(l'_i+l_{i+1})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z^{-(l_0+l'_0)} & 0 \\ \tilde{S}_0(z) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ z^{-(l_0+\delta[l_0]-1)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

此时, 基于提升结构实现的 DWT 分解的低、高频子带序列可通过下式计算

$$\begin{aligned} & [\tilde{Y}_0(z) \tilde{Y}_1(z)]^T \\ &= \tilde{H}'(z) [X_0(z) \quad z^{-(1-\delta[l_0])} \cdot X_1(z)]^T \quad (7) \end{aligned}$$

其中, $[\tilde{Y}_0(z) \quad \tilde{Y}_1(z)]^T \triangleq z^{-\sum_{i=0}^{N_L-1} (l_i+l'_i)} \cdot [Y_0(z) \quad Y_1(z)]^T$ 。由式(7)知, 当 $l_0 \neq 0$ 时, 输入结点为 $x'_0[n] = x[2n], x'_1[n] = x[2n-1]$; 当 $l_0 = 0$ 时, 输入结点为 $x_0[n] = x[2n], x_1[n] = x[2n+1]$ 。考虑到 $\tilde{S}_i(z), \tilde{T}_i(z)$ 分别为 $l_i + u_i$ 阶及 $l'_i + u'_i$ 阶 FIR 因果滤波器, 基于引理 1, 可知式(6)、式(7) 给出的提升结构因果实现所需的系统延迟总数为

$$\begin{aligned} \mathcal{D}_{\text{Modified}} &= \sum_{i=0}^{N_L-1} (l_i + l'_i) + \sum_{i=0}^{N_L-1} \max\{l'_i, u_i\} \\ &+ \sum_{i=0}^{N_L} \max\{u'_{i-1}, l_i\} + \delta[l_0] - 1 \quad (8) \end{aligned}$$

其中, $u'_{-1} \triangleq 0, l_{N_L} \triangleq 0$ 。由式(5)、式(8) 可验证 $\mathcal{D}_{\text{Direct}} \geq \mathcal{D}_{\text{Modified}}$, 且等号当且仅当 $\forall 0 \leq i < N_L, l'_i \cdot u_i = u'_{i-1} \cdot l_i = 0$ 且 $l_0 = 0$ 时成立。故基于式(6)的提升结构因果化所需的延迟数目总是不高于基于式(4)的直接法。

对于本文给出的提升结构因果化方法, 提升结构的直接法以及基于卷积的实现方法, 表 1 给出了图像压缩中常用的奇数长线性相位 DWT 滤波器组实现所需的系统延迟数目(均不包含输入单元所需的系统延迟数目)。从该表可以看出, 本文给出的提升结构的因果化方法所需系统延迟数目是最少的。以最常用的 CDF9/7 滤波器组为例, 相对于基于卷积的实现及基于提升分解的直接法, 本文给出的方法分别节省 42.9% 及 33.3% 的系统延迟数目。

表 1 常用线性相位两带 FIR 滤波器组实现所需系统延迟数目比较表

Tab. 1 Comparison of Delay Num. for popular linear-phase two-channel FIR filterbanks

两带 FIR 滤波器组/实现方法	本文方法	提升分解的直接法	基于卷积的实现
SWE-13/7	7	9	11
CDF-9/7	4	6	7
MPEG Default 9/3	5	6	7
Cubic B-Spline 7/5	3	4	5
LeGall-5/3	2	3	3

2 同步缓存的优化

为便于分析子带系数与输入样本之间的依赖关系, 记 $\text{supp}(H_k(z)) = [a_k, b_k], \text{supp}(G_k(z)) = [\alpha_k, \beta_k], k = 0, 1$, 其中符号 $\text{supp}(F(z)) = [l, u]$ 表示滤波器 $F(z)$ 的系数的支撑区间, $H_0(z), H_1(z)$ 分别为 DWT 正变换对应的分析低、高通滤波器, $G_0(z), G_1(z)$ 分别为 DWT 逆变换对应的综合低、高通滤波器。 $x[n], \hat{x}[n]$ 分别为样本序列与重构样本序列, $y_0[n], y_1[n]$ 分别为低、高通子带序列。仅考虑图像压缩中最常用的奇数长线性相位 DWT 滤波器组且限定其已进行“延迟归一化”^[8]处理, 此时滤波器支撑区间上下限之和满足

$$a_k + b_k = -2k, \alpha_k + \beta_k = 2k, \text{当 } k = 0, 1 \quad (9)$$

为了分析子带系数间的时序关系, 约定 $\forall n \in \mathbf{Z}_+$, 分析部分在时间索引 $t = n$ 时接收到样本点 $x[n]$ 。

通过将完全重构滤波器组的分析部分与综合部分均转化为 SISO 的 LPTV 系统^[6], ELDWT 在其正、逆变换的级联与系统延迟之间建立了等价关系。原始的 DWT 正变换是一个单进双出的系统, 为了将其转化为 SISO 的 LPTV 系统, 必须将 DWT 生成的低、高通子带系数序列 $y_0[n], y_1[n]$ “叠混”成一个子带序列 $y[n]$ 。如图 1, 叠混子带序列 $y[n]$ 的有两种生成方式: ①低通子带先序 (Low Pass First, LPF), ②高通子带先序 (High Pass First, LPF)。约定当叠混采用 LPF 时, $\delta = 0$; 叠混采用 HPF 时, $\delta = 1$, 则 $y[n]$ 可表示为

$$\forall n \in \mathbf{Z}_+, y[n] = \begin{cases} y_\delta[n/2], & n \text{ 为偶数} \\ y_{1-\delta}[(n-1)/2], & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (10)$$

在叠混子带序列 $y[n]$ 的生成方式确定后, $\forall n \in \mathbf{Z}_+$, 约定综合部分在时间索引 $t' = n$ 时接收到 $y[n]$ 。DWT 的分析时延 S 定义为满足下述条件的最小非负整数 $i: \forall n \in \mathbf{Z}_+$, 在 $t = n + i$ 时, 分析部分可生成子带系数 $y[n]$ 。DWT 的综合时延 S' 定义为满足下述条件的最小非负整数 $i': \forall n \in \mathbf{Z}_+$, 在 $t = n + i'$ 时, 综合部分可生成重构样本 $\hat{x}[n]$ 。文献[6]指出, 多层 DWT 分解/重构的同步缓存总量与 $S + S'$ 成正比。据此, 本节将从最小化 $S + S'$ 着手来选择 $y[n]$ 的生成方式, 以降低整个 DWT 分解/重构系统所需的同步缓

存。下面研究 $\forall n \in \mathbf{Z}_+$, 在 $t = n + i$ 时, DWT 正变换可生成 $y[n]$ 的充要条件。对于 $k = 0, 1, n \in \mathbf{Z}_+$, 计算 $y_k[n]$ 所依赖的样本点集为 $\{x[m] \mid 2n - b_k \leq m \leq 2n - a_k\}$ 。据此, 并结合式(10)知, $\forall n \in \mathbf{Z}_+$, 计算 $y[n]$ 所需的样本点集 $\mathbf{P}(n)$ 可写为

$$\mathbf{P}(n) \triangleq \begin{cases} \{x[m] \mid n - b_\delta \leq m \leq n - a_\delta\}, & n \text{ 为偶数} \\ \{x[m] \mid n - 1 - b_{1-\delta} \leq m \leq n - 1 - a_{1-\delta}\}, & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (11)$$

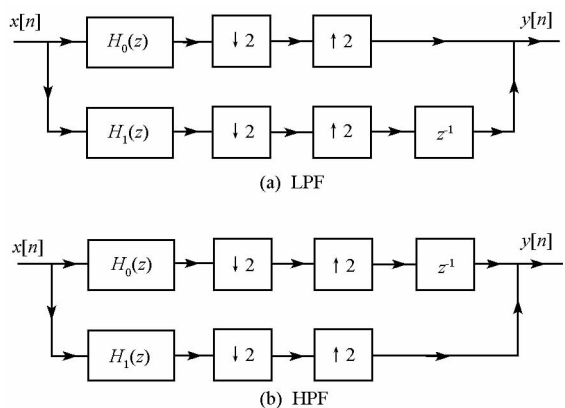


图1 “叠混”子带序列 y 的两种生成方式示意图

Fig.1 Two kinds of generation of interleaving subband y

$\forall n \in \mathbf{Z}_+$, 用 $\mathbf{E}_0(n)$ 表示分析部分在 $t = n$ 时可用的样本点集(左边界延拓后), 则上述充要条件等价于

$$\forall n \in \mathbf{Z}_+, \mathbf{E}_0(n+i) \supseteq \mathbf{P}(n) \quad (12)$$

对于本文考虑的奇数长线性相位两带滤波器组, 信号边界采用全点对称(Whole Sample Symmetry, WSS)延拓^[8], 其对应的边界延拓算子定义为 $\mathbf{E}_0(t) \triangleq \{x[m] \mid -t \leq m \leq t\}$, $\forall t \in \mathbf{Z}_+$ 。于是式(12)等价于

$$\forall n \in \mathbf{Z}_+, \{x[m] \mid -(n+i) \leq m \leq (n+i)\} \supseteq \mathbf{P}(n) \quad (13)$$

将式(11)代入式(13)中并就 n 的奇偶性进行讨论, 可得在 $t = n + i$ 时, 分析部分可生成 $y[n]$ 的充要条件为

$$i \geq \max\{-a_\delta, b_\delta, -1 - a_{1-\delta}, -1 + b_{1-\delta}\} \quad (14)$$

由式(9)知 $b_\delta - (-a_\delta) = a_\delta + b_\delta = 2\delta \leq 0$, $(1 + b_{1-\delta}) - (-1 - a_{1-\delta}) = a_{1-\delta} + b_{1-\delta} = 2(\delta - 1) \leq 0$, 于是

$$S = \operatorname{argmin}_{i \in \mathbf{Z}_+} \{\mathbf{E}_0(n+i) \supseteq \mathbf{P}(n), \forall n \in \mathbf{Z}_+\} = \max\{-a_\delta, -1 - a_{1-\delta}\} \quad (15)$$

假设 DWT 逆变换在时间索引 $t' = n$ 时接收到叠混子带系数 $y[n]$, 其中 $n \in \mathbf{Z}_+$ 。下面研究 $\forall n \in \mathbf{Z}_+$, DWT 逆变换在 $t' = n + i'$ 时刻可重构

$\hat{x}[n]$ 的充要条件。记 $\mathbf{Q}(n)$ 为重构 $\hat{x}[n]$ 所需的子带系数集, 则有

$$\mathbf{Q}(n) \triangleq \bigcup_{i=0}^1 \left\{ y_i[m] \mid \lceil \frac{n - \beta_i}{2} \rceil \leq m \leq \lfloor \frac{n - \alpha_i}{2} \rfloor \right\}$$

基于式(10)的约定, 叠混子带序列 $y[n]$ 可写为: $y[2n + \delta] \triangleq y_0[n]$, $y[2n + 1 - \delta] \triangleq y_1[n]$ 。在 $t' = n + i'$ 时, 考虑到子带 $y_0[n]$, $y_1[n]$ 的左对称中心分别为 $0, \frac{1}{2}$, 于是在左边界延拓后, 综合部分可用的子带系数集合为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(n, i') &= \left\{ y_0[m] \mid -\lfloor \frac{n+i'-\delta}{2} \rfloor \leq m \leq \lfloor \frac{n+i'-\delta}{2} \rfloor \right\} \cup \\ &\left\{ y_1[m] \mid -1 - \lfloor \frac{n+i'+\delta-1}{2} \rfloor \leq m \leq \lfloor \frac{n+i'+\delta-1}{2} \rfloor \right\} \end{aligned}$$

$\forall n \in \mathbf{Z}_+$, 在 $t' = n + i'$ 时刻综合部分可重构样本 $\hat{x}[n]$ 的充要条件为 $\mathbf{R}(n, i') \supseteq \mathbf{Q}(n)$, 该条件可简化为

$$\forall n \in \mathbf{Z}_+, \begin{cases} \lfloor \frac{n+i'-\delta}{2} \rfloor \geq \lfloor \frac{n-\alpha_0}{2} \rfloor \\ -\lfloor \frac{n+i'-\delta}{2} \rfloor \leq \lceil \frac{n-\beta_0}{2} \rceil \end{cases} \quad (16)$$

$$\text{且} \begin{cases} \lfloor \frac{n+i'+\delta-1}{2} \rfloor \geq \lfloor \frac{n-\alpha_1}{2} \rfloor \\ -1 - \lfloor \frac{n+i'+\delta-1}{2} \rfloor \leq \lceil \frac{n-\beta_1}{2} \rceil \end{cases}$$

容易证明, 如果已知 $f_0 \in \mathbf{Z}$, $f_1 \in \mathbf{R}$, 则有 $f_0 \leq \lfloor f_1 \rfloor \Leftrightarrow f_0 \leq f_1$ 。利用该结论, 条件(16)可进一步简化为

$$\begin{aligned} &\begin{cases} \frac{n+i'-\delta}{2} \geq \lfloor \frac{n-\alpha_0}{2} \rfloor \\ \frac{n+i'-\delta}{2} \geq -\lceil \frac{n-\beta_0}{2} \rceil \end{cases} \\ &\text{且} \begin{cases} \frac{n+i'+\delta-1}{2} \geq \lfloor \frac{n-\alpha_1}{2} \rfloor \\ \frac{n+i'+\delta-1}{2} \geq -1 - \lceil \frac{n-\beta_1}{2} \rceil \end{cases}, \forall n \in \mathbf{Z}_+ \text{ 成立} \end{aligned} \quad (17)$$

基于 n 的奇偶性进行讨论, 条件(17)可以转化为

$$\begin{cases} i' \geq \delta - \alpha_0 \\ i' \geq \delta + 2 \lfloor \frac{\beta_0}{2} \rfloor \end{cases} \text{ 且 } \begin{cases} i' \geq -\delta + 1 - \alpha_1 \\ i' \geq -\delta - 1 + 2 \lfloor \frac{\beta_1}{2} \rfloor \end{cases} \quad (18)$$

由式(9)知 $(\delta - \alpha_0) - (\delta + 2 \lfloor \frac{\beta_0}{2} \rfloor) \geq -(\alpha_0 + \beta_0) = 0$, $(-\delta + 1 - \alpha_1) - (-\delta - 1 + 2 \lfloor \frac{\beta_1}{2} \rfloor) \geq$

$2 - (\alpha_1 + \beta_1) = 0$, 于是

$$S' = \underset{i' \in \mathbf{Z}_+}{\operatorname{argmin}} \{ \mathbf{R}(n, i') \supseteq \mathbf{Q}(n), \forall n \in \mathbf{Z}_+ \}$$

$$= \max \{ \delta - \alpha_0, -\delta + 1 - \alpha_1 \} \quad (19)$$

用 l_0, l_1 分别表示低、高通分析滤波器的长度

度, 则有 $l_0 - l_1$ 为 2 的奇数倍且 $a_0 = -\frac{l_0 - 1}{2}, b_0$

$$= \frac{l_0 - 1}{2}, a_1 = \frac{-l_1 - 1}{2}, b_1 = \frac{l_1 - 3}{2}, \alpha_0 = -\frac{l_1 - 1}{2},$$

$$\beta_0 = \frac{l_1 - 1}{2}, \alpha_1 = \frac{-l_0 + 3}{2}, \beta_1 = \frac{l_0 + 1}{2},$$

结合式 (15)、式 (19) 知: ①如果 $\delta = 0$, 则有 $S = S' = \max \left\{ \frac{l_0 - 1}{2}, \frac{l_1 - 1}{2} \right\}$; ②如果 $\delta = 1$, 则有 $S = S' =$

$$\max \left\{ \frac{l_0 - 3}{2}, \frac{l_1 + 1}{2} \right\}.$$

结合滤波器长度及叠混子带序列的生成模式, $S + S'$ 的值可总结为表 2, 其中用阴影标出了对应的最小值。考虑到对于图像/视频压缩中常用的奇数长线性相位 DWT 滤波器组, 低通分析滤波器的长度均大于高通分析滤波器的长度, 也即有 $l_0 \geq l_1 + 2$ 。据此, 由表 2 知, 对于子带系数的叠混采用 HPF 约定 (对应 $\delta = 1$), 总可使 $S + S'$ 的值达到最小; 而且当滤波器长度之差大于 2 时, HPF 具有比 LPF 更低的总体系统时延。因此, 为降低缓存开销, 子带系数的叠混应采用 HPF 约定。

表 2 奇数长线性相位两带 DWT 滤波器组 $S + S'$ 比较表

Tab. 2 Comparison of $S + S'$ for odd-length linear-phase two-channel FIR filterbanks

子带叠混模式/ 滤波器长度	$l_0 > l_1 + 2$	$l_0 = l_1 + 2$	$l_0 < l_1$
$\delta_0 = 0$	$l_0 - 1$	$l_0 - 1$	$l_1 - 1$
$\delta_0 = 1$	$l_0 - 3$	$l_0 - 1$	$l_1 + 1$

3 内存需求比较

本节将前文对滤波缓存及同步缓存的优化结果与当前最常用的低内存 DWT 实现 LBWT 进行比较。在原始的 LBWT^[3] 中, DWT 是基于卷积滤波实现的, 所需的滤波缓存较高。考虑到本文所给出的滤波缓存优化方法也可应用于 LBWT, 为公平起见, LBWT 也采用了第 1 节中给出的滤波缓存优化方法以降低内存总量。表 3、表 4 分别

给出了 1 维及 2 维 N 层 DWT 实现的内存需求比较。由表 3 可知, 对于 MPEG-4 Default 9/3 滤波器组及分解层数 $N = 5$, 基于 ELDWT 的 1 维 DWT 实现比 LBWT 的内存需求减小了 19.4%; 基于 ELDWT 的 2 维 DWT 实现比 LBWT 的内存需求减小了 22.7%。

4 结论

本文从降低构成低内存 DWT 实现的内存开销的两个部分, 滤波缓存与同步缓存着手, 提出了一种改进的低内存需求的 DWT 实现——ELDWT。ELDWT 的核心包括两个部分: ①DWT 提升结构分解的优化因果性实现, ②基于降低同步缓存的子带系数叠混模式选择。对于图像/视频压缩中常用的奇数长线性相位 DWT 滤波器组, 当滤波器长度差大于 2 时, 相对于 LBWT, ELDWT 具有更低的总体内存需求。对于 MPEG-4 Default 9/3 滤波器组及 5 层分解, 相对于基于 LBWT, 基于 ELDWT 的 1 维及 2 维 DWT 实现的内存需求分别降低了 19.4% 与 22.7%。

表 3 1 维 DWT 内存需求(分解 + 重构)比较表(单位: 图像行)

Tab. 3 Memory Budgets Comparison for 1D DWT

低内存 DWT 实现方法	LBWT	ELDWT
R-17/11 ^[9]	$16(2^N - 1 - N) + 20N$	$14(2^N - 1 - N) + 20N$
SWE-13/7	$12(2^N - 1 - N) + 16^N$	$10(2^N - 1 - N) + 16^N$
MPEG Default 9/3	$8(2^N - 1 - N) + 12N$	$6(2^N - 1 - N) + 12N$

表 4 2 维 DWT 内存需求(分解 + 重构)比较表(单位: 图像行)

Tab. 4 Total Memory Budgets for 2D DWT, both the analysis and synthesis including, (Units: Image Line)

低内存 DWT 实现方法	LBWT	ELDWT
R-17/11 ^[9]	$12 \times 2^N - 8 \times 2^{-N} - 4$	$10 \times 2^N - 12 \times 2^{-N} + 2$
SWE-13/7	$12 \times 2^N - 8 \times 2^{-N} - 4$	$10 \times 2^N - 12 \times 2^{-N} + 2$
MPEG Default 9/3	$8(2^N - 2^{-N})$	$6(2^N - 2 \times 2^{-N} + 1)$

(下转第 174 页)

运行时间。

5 结论

分析仿真是尽可能快地运行并获取试验数据的一类仿真,该类仿真并不关心仿真过程而只关心运行结果,通常没有人机交互及物理设备的参与。一个分析仿真程序需要在多样本环境下反复运行多次,才能获得评估论证所需的结果数据。当在多台计算机上调度大量样本并行运行时,采用手工操作效率较低且容易出错,而设计一个自动化的任务分发与调度工具可以有效地提高仿真运行效率。本论文介绍了针对蒙特卡罗和粒子群优化算法两类典型仿真的多样本任务调度软件YH-PDSS的研究与实现技术,该软件系统对于设计适合国内其它各类分析仿真的任务分发与调度软件具有借鉴意义。

(上接第 160 页)

参考文献:

[1] Cheng C C, Huang C T, Chen C Y, et al. On-Chip Memory Optimization Scheme for VLSI Implementation of Line-Based Two-Dimensional Discrete Wavelet Transform [J]. IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol, 2007, 17 (7): 814 - 822.

[2] Vishwanath M. The Recursive Pyramid Algorithm for the Discrete Wavelet Transform [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1994, 42 (3): 673 - 676.

[3] Chrysafis C, Ortega A. Line-Based, Reduced Memory, Wavelet Image Compression [J]. IEEE Trans. Image Processing, 2000, 9 (3): 378 - 389.

[4] Bao Y, Kuo C-C J. Design of Wavelet-Based Image Codec in Memory-Constrained Environment [J]. IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol., 2001, 11 (5): 642 - 650.

参考文献:

[1] 彭英武,弥晨,中志伟,等. 基于 HLA 的多次仿真运行机制研究[J]. 计算机仿真, 2008,25(1):23 - 26.

[2] 谈斌,张己化,姚东升,等. 基于 HLA 的多样本多次运行仿真应用研究[C]//第二届中国系统建模与仿真技术高层论坛论文集, 2007:125 - 129.

[3] 金华,戴金海. 某异形卷弧翼弹的蒙特卡罗计算机模拟打靶[J]. 航天控制, 2007,25(2):52 - 57.

[4] Eberhart R C, Kennedy J. A New Optimizer Using Particle Swarm Theory [C]//Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science, 1995:39 - 43.

[5] 韩培冬,吴宝中,李国喜,等. 基于 PSO 的车间柔性调度计算[J]. 现代制造工程, 2007(8):61 - 64.

[6] 张庆,刘丙杰. 基于 PSO 和分组训练的 SVM 参数快速优化方法[J]. 科学技术与工程, 2008,8(16):4613 - 4616.

[5] Oliver J, Malumbres M P. On the Design of Fast Wavelet Transform Algorithms With Low Memory Requirements[J]. IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol., 2008, 18 (2): 237 - 248.

[6] Zhang X, Cheng L, Lu H, et al. A Unified Framework for Low-Memory and On-The-Fly Implementation of Generic Tree-Structured M-Channel QMF Banks [J]. Elsevier—Signal Processing, 2008, 88 (11): 2662 - 2677.

[7] Daubechies I, Sweldens W. Factoring Wavelet Transforms into Lifting Steps [J]. J. Fourier Anal. Appl., 1998, 4 (3): 245 - 267.

[8] Taubman D S, Marcellin M W. JPEG2000: Image Compression Fundamentals, Standards and Practice [M]. Boston: Kluwer, 2002.

[9] 刘在德,郑南宁,刘跃虎,等. 17/11 双正交小波的优化设计及其对图像压缩性能的分析[J]. 电子与信息学报, 2007, 29 (6):1403 - 1407.