

实值离散 Gabor 变换块时间递归算法的 并行格型结构实现方法

陶 亮^{1,2}, 庄镇泉¹

(1. 中国科学技术大学, 电子科学与技术系, 安徽合肥 230026; 2. 安徽大学, 电子工程与信息科学系, 安徽合肥 230039)

摘 要: Gabor 变换在很多领域被认为是非常有用的方法, 如语音与图像处理、雷达、声纳、振动信号的处理与理解等, 然而实时应用却因其很高的计算复杂性而受到限制. 为了减小计算复杂性, 我们曾提出了实值离散 Gabor 变换法. 本文首先简单回顾了作者曾提出的实值离散 Gabor 变换及其与复值离散 Gabor 变换的关系, 然后为了有效地和快速地计算实值离散 Gabor 变换, 提出了在临界抽样条件下和在过抽样条件下, 一维实值离散 Gabor 变换系数求解的块时间递归算法以及由变换系数重建原信号的块时间递归算法, 研究了两算法使用并行格型结构的实现方法, 并讨论和比较了算法的计算复杂性和优越性.

关键词: 实值离散 Gabor 变换; 并行格型结构; 块时间递归算法.

中图分类号: TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 10-1485-05

Parallel Lattice Structures of Block Time-recursive Algorithms for Real-valued Discrete Gabor Transforms

TAO Liang^{1,2}, ZHUANG Zhen-quan¹

(1. Dept. of Electronic Science and Technology, University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230026, China;

2. Dept. of Electronic Engineering and Information Science, Anhui University, Hefei, Anhui 230039, China)

Abstract: The Gabor transform has been recognized as being very useful in diverse areas such as speech and image processing, radar, sonar and seismic data processing and interpretation; however, its real time applications were limited due to its high computational complexity. To reduce the computational complexity, the real-valued discrete Gabor transform (RDGT) was presented in our previous work. In this paper, firstly, the 1-D RDGT and its relationship with the complex-valued discrete Gabor transform (CDGT) will be briefly reviewed; secondly, block time-recursive algorithms for the efficient and fast computation of the 1-D RDGT coefficients and for the fast reconstruction of the original signal from the RDGT coefficients will be developed in both critical sampling case and over-sampling case; thirdly, unified parallel lattice structures for the implementation of the algorithms will be studied; and finally, the computational complexity and the advantages of the proposed algorithms will be discussed and compared.

Key words: real-valued discrete Gabor transforms; parallel lattice structures; block time-recursive algorithms

1 引言

Gabor 展开和变换^[1]被公认为是通信和信号处理中信号与图像表示的最好方法之一. Gabor 变换中要解决的最基本问题是: 在给定综合窗下如何求解双正交分析窗、如何快速求解信号的 Gabor 变换系数以及如何由变换系数快速地重建原信号. 近十几年来, 围绕这些问题国内外相继提出了很多解决方法^[2-7], 但不论哪一种方法, 所研究的 Gabor 变换基本上为复值 Gabor 变换. Gabor 基本函数、Gabor 展开系数、双正交分析窗函数求解的约束条件式及 Gabor 展开式都是复数形式, 计算量很大. 为了简化 Gabor 变换的计算, 作者曾提出了一种基于

快速离散 Hartley 变换算法的实值离散 Gabor 变换方法 (RDGT)^[8-10], 这种方法由于仅涉及实数运算, 因而在计算双正交分析窗、变换系数以及信号重建方面都比复值离散 Gabor 变换 (CDGT) 简单易于实现, 并且实值离散 Gabor 变换系数与复值离散 Gabor 变换系数的实部和虚部有着非常简单的关系, 因此前者的计算完全可以替代后者的计算, 从而达到大大减小 Gabor 复变换系数计算量的目的.

Gabor 变换是重要的时频分析方法之一, 研究其快速算法是当前时频分析法中亟待解决的课题之一, 正如文^[11]所指出: 若快速算法不解决, 许多应用, 特别是在线处理就无从谈

收稿日期: 2001-03-09; 修回日期: 2002-03-11

基金项目: 教育部优秀青年教师资助计划项目 (No. 1739); 安徽省自然科学基金 (No. 01042210); 安徽省教育厅自然科学基金重点研究项目 (No. 2001kj020zd)

起. 为了有效地和快速地计算 RDGT, 本文主要研究一维 RDGT 的块时间递归特性和算法以及如何运用并行格型结构快速实现一维块时间递归 RDGT 的方法. 并行格型结构实现块时间递归 CDGT 算法最初由文 [12] 提出, 由于其计算复杂性分摊于各并行处理单元, 因而计算速度大幅度提高, 但很遗憾的是文 [12] 作者的研究仅局限于临界抽样条件下一维离散 Gabor 变换系数的求解, 没有解决离散 Gabor 逆变换并行算法问题, 也没有解决过抽样条件下离散 Gabor 变换和逆变换并行算法问题. 我们的研究表明, 不论是在临界抽样条件下还是在过抽样条件下, 实值离散 Gabor 变换式及逆变换式都同样具有块时间递归特性, 因此完全可以将块时间递归算法的并行格型结构实现方法进行推广, 不仅应用于一维 RDGT 系数求解算法, 而且应用于由变换系数重建原数据算法 (即实值离散 Gabor 逆变换算法) 的实现; 适用条件既包括临界抽样条件又包括过抽样条件.

2 一维实值离散 Gabor 变换 (1-D RDGT)

设 $x(k)$ 表示一个有限的、周期为 $L = M\bar{N} = \bar{M}N$ 的实序列, 一维实值离散 Gabor 展开定义为:

$$x(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a(m, n) g(k - m\bar{N}) \text{cas}(2nk/N) \quad (1)$$

展开系数 $a(m, n)$ 可从下式获得:

$$a(m, n) = \sum_{k=0}^{L-1} x(k) (k - m\bar{N}) \text{cas}(2nk/N) \quad (2)$$

上式中 $\text{cas}(x) = \cos(x) + \sin(x) = \sqrt{2}\sin(x + \pi/4)$ 被称为 Hartley 函数^[13, 14], 式 (2) 被称为实值离散 Gabor 变换式, 而式 (1) 又被称为实值离散 Gabor 逆变换式. M 和 N 分别为时、频域中的抽样点数; \bar{M} 和 \bar{N} 分别为频率和时间的抽样间隔, 稳定的信号重建条件是 $\bar{M}\bar{N} = L$ (或 $MN = L$). 临界抽样出现在 $\bar{M}\bar{N} = NM = L$. 在欠抽样条件 ($MN < L$) 下会丢失信息. 注意综合窗 $g(k)$ 、双正交分析窗 (k) 是周期为 L 的实序列.

$g(k)$ 与 (k) 的双正交性条件等价于下式 (证明参见文 [8] 中附录):

$$\sum_{k=0}^{L-1} g(k + mN) \cdot \text{cas}\left(\frac{2nk}{N}\right) \cdot (k) = \frac{L}{NM} \delta_{m, n} \quad (3)$$

式中 $\delta_{m, n}$ 表示 Kronecker delta. 文 [8] 已论述了在给定综合窗 $g(k)$ 条件下如何从上式求解双正交分析窗 (k) , 这里不再赘述.

另外, RDGT 的实系数 $a(m, n)$ 与 CDGT 的复系数 $C(m, n)$ 有下列简单关系^[8]:

$$C(m, n) = [a(m, n) + a(m, N - n)]/2 - j \cdot [a(m, n) - a(m, N - n)]/2 \quad (4)$$

这里 $j = \sqrt{-1}$, $0 \leq m \leq M - 1$, $0 \leq n \leq N - 1$. 因此, RDGT 也提供了一种更快更有效地计算 CDGT 系数的方法.

3 临界抽样条件下 RDGT 的块时间递归算法

临界抽样条件下, $L = MN$, $M = \bar{M}$, $N = \bar{N}$, 式 (2) 可以写成下列形式

$$a(m, n) = \sum_{j=0}^{N-1} \left[\sum_{i=0}^{M-1} x(iN + j) (iN + j - mN) \right] \text{cas}\left(\frac{2-nj}{N}\right) \quad (5)$$

其矩阵形式为

$$A = H X \quad (6)$$

式中

$$\begin{aligned} A &= [a(0, 0), a(0, 1), \dots, a(0, N-1), a(1, 0), \\ &\quad \dots, a(M-1, N-2), a(M-1, N-1)]^T \\ &= [a_0^T, a_1^T, \dots, a_{M-1}^T]^T \\ X &= [x(0), x(1), \dots, x(N-1), x(N), \dots, \\ &\quad x(2N-1), x(2N), \dots, x(L-1)]^T \\ &= [x_0^T, x_1^T, \dots, x_{M-1}^T]^T \end{aligned} \quad (7)$$

H 是一对角元素为 N 点快速一维离散 Hartley 变换 (DHT)^[13, 14] 矩阵的块对角矩阵,

$$H = \text{diag}[H(N), H(N), \dots, H(N)] \quad (9)$$

而 diag 为一块循环矩阵,

$$\text{diag} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & M-1 \\ M-1 & 0 & \dots & M-2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 2 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

中的子块 m 为一 $N \times N$ 对角矩阵, 即

$$m = \text{diag}[(mN), (mN+1), \dots, (mN+N-1)] \quad (11)$$

式 (6) 也可写成

$$\begin{aligned} a_0 &= H(N) [0x_0 + 1x_1 + \dots + M-1x_{M-1}] \\ a_1 &= H(N) [M-1x_0 + 0x_1 + \dots + M-2x_{M-1}] \\ &\dots \\ a_{M-1} &= H(N) [1x_0 + 2x_1 + \dots + 0x_{M-1}] \end{aligned} \quad (12)$$

设输入信号序列 $x(k)$ 在输入延迟线上每串行输入 N 个数据为一个块, 对应所需要的时间为一块时间, 输入延迟线总长为 $M+1$ 块, 如图 1 所示.

于是由式 (12), 定义 $x \rightarrow [x_{t, M}, x_{t, M-1}, \dots, x_{t, 1}, x_t]$

义块时间 t 时刻 RDGT

系数为:

$$\begin{aligned} a_0(t) &= H(N) [0x_t + 1x_{t+1} + \dots + M-1x_{t+M-1}] \\ a_1(t) &= H(N) [M-1x_t + 0x_{t+1} + \dots + M-2x_{t+M-1}] \end{aligned} \quad (13)$$

...

$$a_{M-1}(t) = H(N) [1x_t + 2x_{t+1} + \dots + 0x_{t+M-1}]$$

而在块时间 $t+1$ 时刻的 RDGT 系数可采用下列块时间递归形式

$$\begin{aligned} a_0(t+1) &= a_1(t) + H(N)_{M-1}(x_{t+M} - x_t) \\ a_1(t+1) &= a_2(t) + H(N)_{M-2}(x_{t+M} - x_t) \\ &\dots \\ a_{M-2}(t+1) &= a_{M-1}(t) + H(N)_{-1}(x_{t+M} - x_t) \end{aligned} \quad (14)$$

$a_{M-1}(t+1) = a_0(t) + H(N)_0(x_{t+M} - x_t)$
在递归开始前, 先将延迟线所有单元清零, 并将所有的 a_i ($i=0, 1, \dots, M-1$) 置零. 不难证明, 若设序列 x 的第一块数据在块时间 $t=0$ 时刻串行进入延迟线, 当 x 全部串行进入延迟线时刻 ($t=M-1$), 式 (14) 经过了 M 次递归, 此时的输出 a_i 即为 x 的 RDGT 系数. 而在块时间 $t=M$ 之后, 由于串行

图 1 $M+1$ 块输入延迟线

输入序列 $x(k)$ 的周期性, 式(14)中 $x_{t+M} = x_t$, 于是式(14)的递归过程进入稳定阶段.

式(14)被称为 RDGT 系数的块时间递归求解算式. 由该式可知, 每次递归都需要执行 DHT 一次. 若将该式改写为

$$\begin{aligned} H(N)^{-1} a_0(t+1) &= H(N)^{-1} a_1(t) + G_{M-1}(x_{t+M} - x_t) \\ H(N)^{-1} a_1(t+1) &= H(N)^{-1} a_2(t) + G_{M-2}(x_{t+M} - x_t) \\ &\dots \\ H(N)^{-1} a_{M-2}(t+1) &= H(N)^{-1} a_{M-1}(t) + G_1(x_{t+M} - x_t) \\ H(N)^{-1} a_{M-1}(t+1) &= H(N)^{-1} a_0(t) + G_0(x_{t+M} - x_t) \end{aligned} \quad (15)$$

则可看出 DHT 实际上可放在递归进入稳定阶段之后执行, 并只需执行一次.

块时间递归算法也可用于信号重建 (RDGT 逆变换) 即式(1)的计算. 将式(1)改写为下列形式:

$$x(k) = \sum_{m=0}^{M-1} g(k - mN) \sum_{n=0}^{N-1} a(m, n) \cdot \text{cas}\left(\frac{2-nk}{N}\right) \quad (16)$$

其矩阵形式为

$$X = GHA \quad (17)$$

式中 G 与 A 构造相似,

$$G = \begin{bmatrix} G_0 & G_1 & \dots & G_{M-1} \\ G_{M-1} & G_0 & \dots & G_{M-2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ G_1 & G_2 & \dots & G_0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

其中

$$G_m = \text{diag}[g(-mN), g(-mN+1), \dots, g(-mN+N-1)] \quad (19)$$

式(17)又可写成

$$\begin{aligned} x_0 &= [G_0 H(N) a_0 + G_1 H(N) a_1 + \dots + G_{M-1} H(N) a_{M-1}] \\ x_1 &= [G_{M-1} H(N) a_0 + G_0 H(N) a_1 + \dots + G_{M-2} H(N) a_{M-1}] \\ &\dots \\ x_{M-1} &= [G_1 H(N) a_0 + G_2 H(N) a_1 + \dots + G_0 H(N) a_{M-1}] \end{aligned} \quad (20)$$

于是由式(20)可定义块时间 t 时刻 RDGT 逆变换为:

$$\begin{aligned} x_0(t) &= [G_0 H(N) a_t + G_1 H(N) a_{t+1} + \dots \\ &\quad + G_{M-1} H(N) a_{t+M-1}] \\ x_1(t) &= [G_{M-1} H(N) a_t + G_0 H(N) a_{t+1} + \dots \\ &\quad + G_{M-2} H(N) a_{t+M-1}] \\ &\dots \\ x_{M-1}(t) &= [G_1 H(N) a_t + G_2 H(N) a_{t+1} + \dots \\ &\quad + G_0 H(N) a_{t+M-1}] \end{aligned} \quad (21)$$

而在块时间 $t+1$ 时刻的 RDGT 逆变换可采用下列递归形式,

$$\begin{aligned} x_0(t+1) &= x_1(t) + G_{M-1} H(N) (a_{t+M} - a_t) \\ x_1(t+1) &= x_2(t) + G_{M-2} H(N) (a_{t+M} - a_t) \\ &\dots \\ x_{M-2}(t+1) &= x_{M-1}(t) + G_1 H(N) (a_{t+M} - a_t) \\ x_{M-1}(t+1) &= x_0(t) + G_0 H(N) (a_{t+M} - a_t) \end{aligned} \quad (22)$$

注意此时输入信号序列是 A . 式(22)就是由 RDGT 系数重建信号的块时间递归算式, 其递归过程与(14)式类似.

4 过抽样条件下 RDGT 的块时间递归算法

过抽样条件下, $L = M\bar{N} = \bar{M}N$ 且 $L > MN$. 定义过抽样率 $= M/\bar{M} = N/\bar{N}$, 一般取正整数. 令 $i = 0, 1, \dots, \bar{M}-1, j = 0, 1, \dots, \bar{N}-1$, 且

$$X = [x(0), x(1), \dots, x(N-1), x(N), \dots, x(2N-1), x(2N), \dots, x(L-1)]^T = [x_0^T, x_1^T, \dots, x_{\bar{M}-1}^T]^T \quad (23)$$

$$a_j^i = [a(i+j, 0), a(i+j, 1), \dots, a(i+j, N-1)]^T \quad (24)$$

$$A^i = [(a_0^i)^T, (a_1^i)^T, \dots, (a_{\bar{M}-1}^i)^T]^T \quad (25)$$

$$i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & \bar{M}-1 \\ \bar{M}-1 & 0 & \dots & \bar{M}-2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 2 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$j = \text{diag}[(jN - i\bar{N}), (jN - i\bar{N} + 1), \dots, (jN - i\bar{N} + N - 1)] \quad (27)$$

于是式(2)可以写成

$$a(i+j, n) = \sum_{k=0}^{L-1} x(k) \cdot (k - i\bar{N} - jN) \text{cas}(2-nk/N) \quad (28)$$

或矩阵形式,

$$A^i = H^i X \quad (29)$$

式中 $i = 0, 1, \dots, \bar{M}-1$, H 的定义与式(9)一样. 与临界抽样条件下情况类似, 设输入信号序列 $x(k)$ 在输入延迟线上每串行输入 N 个数据为一个块, 对应所需要的时间为一块时间, 输入延迟线总长为 $\bar{M}+1$ 块, 于是由式(29)定义下列块时间递归形式:

$$\begin{aligned} a_0^i(t+1) &= a_1^i(t) + H(N) \sum_{l=1}^{\bar{M}-1} (x_{t+\bar{M}} - x_t) \\ a_1^i(t+1) &= a_2^i(t) + H(N) \sum_{l=2}^{\bar{M}-2} (x_{t+\bar{M}} - x_t) \\ &\dots \\ a_{\bar{M}-2}^i(t+1) &= a_{\bar{M}-1}^i(t) + H(N) \sum_{l=1}^1 (x_{t+\bar{M}} - x_t) \\ a_{\bar{M}-1}^i(t+1) &= a_0^i(t) + H(N) \sum_{l=0}^0 (x_{t+\bar{M}} - x_t) \end{aligned} \quad (30)$$

式中 $i = 0, 1, \dots, \bar{M}-1$, 式(30)被称为过抽样条件下 RDGT 系数的块时间递归求解算式. 式(30)类似于式(14), 也同样有类似于式(15)的形式, 因此式(30)中 DHT 也可放在递归进入稳定阶段之后执行, 并只需执行一次.

再来研究过抽样条件下用于信号重建 (即 RDGT 逆变换式(1)的计算) 的块时间递归算法. 令 $m = i+j$, 并注意到 $\bar{N} = N, \bar{M} = M$, 式(1)可改写为:

$$\begin{aligned} x(k) &= \sum_{i=0}^{\bar{M}-1} \sum_{j=0}^{\bar{N}-1} \sum_{n=0}^{N-1} a(i+j, n) g(k - i\bar{N} - jN) \text{cas}\left(\frac{2-nk}{N}\right) \\ &= \sum_{i=0}^{\bar{M}-1} \sum_{j=0}^{\bar{N}-1} g(k - i\bar{N} - jN) \sum_{n=0}^{N-1} a(i+j, n) \text{cas}\left(\frac{2-nk}{N}\right) \end{aligned} \quad (31)$$

或写为矩阵形式

$$X = \sum_{i=0}^{\bar{M}-1} G^i H A^i \quad (32)$$

式中

$$G^i = \begin{bmatrix} G_0^i & G_1^i & \dots & G_{M-1}^i \\ G_{M-1}^i & G_0^i & \dots & G_{M-2}^i \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ G_1^i & G_2^i & \dots & G_0^i \end{bmatrix} \quad (33)$$

其中

$$G_j^i = \text{diag} [g(-jN - i\bar{N}), g(-jN - i\bar{N} + 1), \dots, g(-jN - i\bar{N} + N - 1)] \quad (34)$$

同理,与式(32)对应的块递归形式为:

$$\begin{aligned} x_0(t+1) &= x_1(t) + \sum_{i=0}^{-1} G_{M-1}^i H(N) (a_{t+\bar{M}}^i - a_t^i) \\ x_1(t+1) &= x_2(t) + \sum_{i=0}^{-1} G_{M-2}^i H(N) (a_{t+\bar{M}}^i - a_t^i) \\ &\dots \\ x_{M-2}(t+1) &= x_{M-1}(t) + \sum_{i=0}^{-1} G_1^i H(N) (a_{t+\bar{M}}^i - a_t^i) \\ x_{M-1}(t+1) &= x_0(t) + \sum_{i=0}^{-1} G_0^i H(N) (a_{t+\bar{M}}^i - a_t^i) \end{aligned} \quad (35)$$

注意此时输入信号序列是 A^i . 上式就是在过抽样条件下信号重建的块时间递归算法,其递归过程与式(22)类似.

5 并行格型结构实现块时间递归 RDGT

由式(15)设计的临界抽样条件下并行格型结构如图2所示,最左边的输入延迟线被均分为 $M+1$ 个块,每块由等单元数 N 的单位延迟器组成,右边由 M 个并行格型处理单元组成,每个格型处理单元结构相同,主要由一维长度为 N 的分析窗函数阵列、阵列加法器及 N 点快速 DHT 组成, Z^{-1} 表示一个块时间单位延迟. 并行格型结构清零后,输入信号序列串行输入到延迟线,在延迟线最前端和最末端的二个块数据组相减后,被送入每个并行格型处理单元,与分析窗函数阵列相点乘后产生的信号矢量将在 M 个并行格型处理单元之间递归传输、相加. 当 M 个块时间递归后,即输入信号序列全部进入延迟线后,递归过程进入稳定阶段,此时并行格型处理单元中加法器末端的信号矢量经一次 N 点快速 DHT,输出即为所要计算的 RDGT 系数.

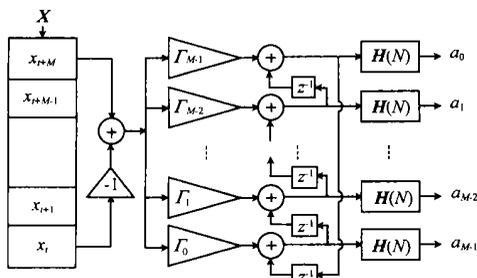


图2 并行格型结构实现临界抽样条件下 RDGT 系数求解

比较式(15)和式(22)可发现,两式结构有些不同,式(22)的并行格型结构实现如图3所示. 延迟线输入为 A , 延迟线最前端和最末端的二个块数据组相减后的块数据,先进行 N 点快速 DHT,然后再与每个并行格型处理器中综合窗函数阵列

相点乘,产生的信号矢量将在 M 个并行格型处理单元之间递归传输、相加. 当 M 个块时间递归后,即输入信号序列 A 全部进入延迟线后,递归过程进入稳定阶段,此时并行格型处理单元中加法器末端的信号矢量即为所要重建的信号序列.

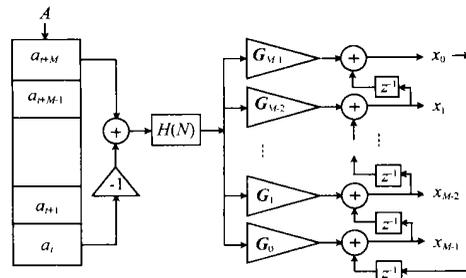


图3 并行格型结构实现临界抽样条件下由变换系数重建原信号

过抽样条件下并行格型阵列的规模是临界抽样条件下的倍,但基本结构以及信号处理过程类似. 对应于式(30)和式(35)的并行格型结构分别如图4和图5所示. 显然,当 $\beta=1$ 时(临界抽样条件),式(30)式就是式(14),式(35)就是式(22),对应的并行格型结构图也就相同.

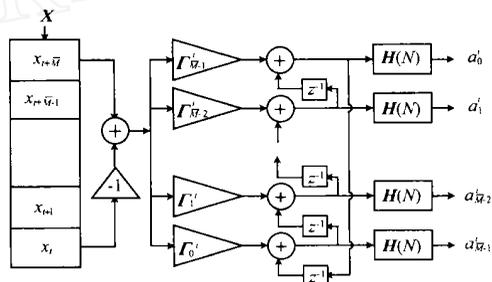


图4 并行格型结构实现过抽样条件下 RDGT 系数求解 ($i=0,1, \dots, \beta-1$)

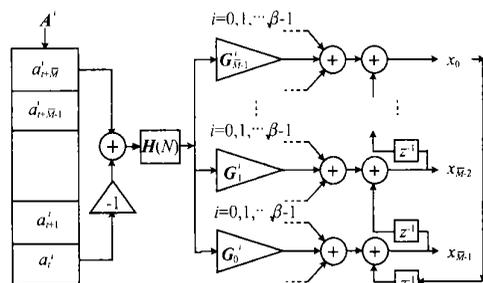


图5 并行格型结构实现过抽样条件下由变换系数重建原信号

以上并行格型结构经过对多个语音信号(相对幅度在 1 到 -1 之间)进行离散 Gabor 变换及逆变换的计算机模拟测试表明,重建信号与原信号的均方误差为 10^{-14} 数量级,由此证明了并行格型结构实现 RDGT 块时间递归算法的可行性.

在串行算法中计算时间取决于总计算复杂性;而在并行算法中,由于总计算复杂性分摊于多个结构一致的并行处理单元,因此并行算法的计算时间取决于单个并行处理单元的计算复杂性.

不难看出,不论在过抽样条件下(>1),还是在临界抽样条件下($=1$),对应于每输入一块数据,求解 RDGT 系数的并行格型结构中每一并行格型处理单元的计算量为 N 点实数乘和 N 点实数加,递归过程结束后,再执行一次 N 点一维快速 DHT(计算复杂性为 $M \log_2 N$)^[13,14],因此对应于整个输入信号(M 块),每一并行格型处理单元的计算复杂性为

$$L + M \log_2 N$$

数量级。同理,由变换系数重建信号的并行格型结构中每一并行格型处理单元的计算复杂性为

$$L + L \log_2 N$$

数量级。计算复杂性明显小于目前复值离散 Gabor 变换串行算法的计算复杂性,如文[6]中 Gabor 变换系数求解及信号重建算法复杂性为 $ML + L \log_2 N$ 数量级(文[6]只研究了临界抽样条件下的变换)、文[4]中 Gabor 变换系数求解算法复杂性为 $ML + \bar{M}L \log_2 N$ 数量级、文[7]中 Gabor 变换系数求解及信号重建算法复杂性为 $L \log_2(2L) + 2L \log_2 M$ 数量级(文[7]只研究了临界抽样条件下的变换。另外,尽管文[7]的作者声称算法复杂性为 $L \log_2 L$ 数量级,但由其算法可知实际计算复杂性为 $L \log_2(2L) + 2L \log_2 M$ 数量级),以及文[12]中求解离散 Gabor 变换系数的并行格型结构中每一并行格型处理单元的计算复杂性为 $L + L \log_2 N$ 数量级(文[12]只研究了临界抽样条件下的离散 Gabor 变换系数求解),而且这些算法均涉及复数运算和 FFT(文[14]指出:快速 DHT 比 FFT 更快且简单)。以上计算复杂性分析说明了 RDGT 块时间递归算法的并行格型结构在计算时间方面所具有的高速和高效性能。

6 结束语

本文论证了一维 RDGT 系数求解算法和由变换系数重建原信号算法,不论是在临界抽样条件下还是在过抽样条件下,都同样具有块时间递归特性,并提出了相应的块时间递归算法及其并行格型结构实现方法,计算机模拟验证了并行格型结构实现的可行性,计算复杂性分析与比较也说明了 RDGT 块时间递归算法的并行格型结构在计算时间方面所具有的高速和高效性能。这种方法由于仅涉及实数运算,并可借助于快速离散 Hartley 变换算法,从而使 RDGT 的并行格型结构实现比复值离散 Gabor 变换要简单得多。

参考文献:

- [1] Gabor D. Theory of communication [J]. J. Inst. Electr. Eng., 1946, 93 (3): 429 - 457.
- [2] Bastiaans, M. Gabor's expansion of a signal into gaussian elementary signals [J]. Opt. Eng., 1981, 20(4): 594 - 598.
- [3] Wexler J and Raz, S. Discrete Gabor expansions [J]. Signal Processing, 1990, 21(3): 207 - 220.

- [4] Qian S, Chen D. Discrete Gabor transforms [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1993, 21(7): 2429 - 2438.
- [5] Qian S, Chen D. Joint time-frequency analysis [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1999, 6(2): 52 - 67.
- [6] Wang Liwa, Chen Chir-Tu, Lin Wei-Chung. An efficient algorithm to compute the complete set of discrete Gabor coefficients [J]. IEEE Trans on Image Processing, 1994, 3(1): 87 - 92.
- [7] Qiu Sigang, Zhou Feng, Crandall Phyllis E. Discrete Gabor transforms with complexity $O(N \log N)$ [J]. Signal Processing, 1999, 77(2): 159 - 170.
- [8] Tao Liang, Kwan H K. Real Discrete Gabor Expansion for Finite and Infinite Sequences [A]. Proc. of ISCAS '2000 [C]. Switzerland: IS-CAS, 2000.
- [9] Tao Liang, Chen Guangju. Real-valued Discrete Gabor Transforms for Discrete Signal and Image Representation [J]. Chinese Journal of Electronics, 2001, 10(4): 444 - 449.
- [10] 陶亮等. 离散信号和图像的实数形式 Gabor 变换 [J]. 中国图象图形学报, A 版, 2000, 5(10): 840 - 845.
- [11] 邹红星, 周小波, 李行达. 时频分析: 回溯与前瞻 [J]. 电子学报, 2000, 28(9): 78 - 84.
- [12] Lu Chao, Joshi S and Morris Joel M. Parallel Lattice Structure of Block Time-recursive Generalized Gabor Transforms [J]. Signal Processing, 1997, 57(2): 195 - 203.
- [13] Bracewell, R M. The Discrete Hartley Transform [J]. J. Opt. Soc. Am., 1983, 73(12): 1932 - 1835.
- [14] Bracewell, R M. The Fourier Transform and Its Application (2d ed.) [M]. New York: Mc Graw Hill, 1986.

作者简介:



陶亮 男, 1963 年出生于安徽合肥, 1988 年毕业于安徽大学获得硕士学位, 1997 年考取国家留学基金委公派访问学者资格, 次年赴加拿大温莎大学访问研修一年, 2001 年入选教育部优秀青年教师资助计划, 现为安徽大学教授, 中国科学技术大学在职博士生, 在国内外发表 30 余篇论文, 主要研究方向为数字信号与图像处理、模式识别和神经网络及其应用。



庄镇泉 男, 1938 年出生于福建泉州, 1960 年毕业于浙江大学电机系, 现为中国科学技术大学电子科学与技术系教授、博士生导师, 智能信息技术研究所所长, 主要研究方向为智能信息处理、多媒体技术。