

用比特串实现的实时信号处理 α -剪裁平均滤波

张宏科 张有正
(电子科技大学一系, 成都)

摘要 本文基于比特串实现原理, 对传统的多电平 α -剪裁平均滤波 (TMF), 提出了一种新的比特串 α -TMF 概念。主要工作包括: (1) 给出了比特串 α -TMF 的定义; (2) 作为示例列出了演算 α -TMF 算法的具体过程; (3) 讨论了比特串 α -TMF 的基本特性; (4) 给出了用模拟和数字电路相结合实现的实时信号处理电路及实验结果。

关键词 实时信号处理; 非线性滤波; α -剪裁平均滤波

一、引言

非线性滤波的研究和应用是一个较新的研究领域^[1-5]。近年来, 特别是国外对这方面的研究很活跃, 并有了较大的进展^[1-3]。如受到广泛重视的多电平 α -剪裁平均滤波 (α -TMF) 就是以它的突出优点吸引着不少国内外学者的关注^[3,6]。但是, 从它问世以来, 由于其结构是非线性的, 且在实现上往往需要微处理机进行复杂的排序统计运算, 这给实时处理和理论分析带来一定困难。因而严重地限制了它的广泛应用。本文基于比特串实现原理, 对传统的分析和实现方法, 进行电平分解, 将多电平信号分解成权值相同的一系列比特串信号进行 α -TMF; 并在此基础上, 借助于矩阵表示和映射理论, 导出了一种研究比特串 α -TMF 的简便的通用方法。其效果明显优于传统的多电平分析^[3,6]和近年 Fitch, Arce 提出的门限分解分析法^[7,8](用来分析中值滤波)。在实现上, 本文采用模拟/数字电路相结合的办法, 并给出了简单的实时信号处理电路。

二、比特串 α -TMF 原理

1985年, Lee 等人^[6]提出的多电平 α -TMF 为

$$y(m) = \sum_{i=T+1}^{2N+1-T} \frac{1}{2(N-T)+1} x_i(m) \quad (1)$$

其中, $y(m)$ 为滤波输出; $x_i(m)$ 表示中心位置在 m , 且对输入序列 $a(m)$ 在窗宽度为 $2N+1$ 内从小到大的排序值。若令 $T = \alpha(2N)$, 当 $\alpha = 0$ 时, 即为均值滤波; 而当

$\alpha = 0.5$ 时, 则成为中值滤波。可见, 选择适当的 α 值, 它兼备了均值和中值滤波的某些优点, 并可同时去掉大幅度的正负极性脉冲干扰和高斯噪声等。

考虑到 $a(m)$ 到 $x_i(m)$ 的非线性映射, 实质上是一种多电平第 i 值排序滤波, 我们用符号 $\sigma_i\{\cdot\}$ 表示, 并记作

$$x_i(m) \triangleq \sigma_i\{a(m)\} \quad (2)$$

这里, 为了分析和实现方便, 分别引入向量 $\alpha(m)$, $\mathbf{y}(m)$, $\mathbf{x}_i(m)$ 表示集合 $\{a(m)\}$, $\{y(m)\}$, $\{x_i(m)\}$, 即

$$\alpha(m) \triangleq [a(1), a(2), \dots, a(L)] \quad (3)$$

$$\mathbf{y}(m) \triangleq [y(1), y(2), \dots, y(L)] \quad (4)$$

$$\mathbf{x}_i(m) \triangleq [x_i(1), x_i(2), \dots, x_i(L)] \quad (5)$$

其中, $\alpha(m)$ 可写成

$$\alpha(m) = \beta \bar{T}(m) = \beta I \bar{T}(m) \quad (6)$$

式中, β 为输入分解向量, I 为单位向量, β 为常系数。为了保证 $\{a(m)\}_{\min} = 0$ 先把 $a(m)$ 的值按所需的精度, 压缩(或扩展), 截断并取整(四舍五入)。加(或减)一整数 c , 使 $\{a(m)\}_{\min} = 0$ 。如 $\alpha(m) = [3841, 677, 80]$, 则可压缩 100 倍, 截断并取整数后再减去 1, 即得 $\alpha(m) = [37, 6, 0]$ 。最后求得的 $\mathbf{y}(m)$ 须加 1 后再扩展 100 倍, 以使恢复。

$$\bar{T}(m) = \begin{bmatrix} T_1(m) \\ T_2(m) \\ \vdots \\ T_n(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1(1) & T_1(2) & \cdots & T_1(L) \\ T_2(1) & T_2(2) & \cdots & T_2(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_n(1) & T_n(2) & \cdots & T_n(L) \end{bmatrix} \quad (7)$$

称为输入分解矩阵, 且具有 $\bar{T}(m) \in \bar{R}_{n \times L}$, 并满足

$$\{T_j(m)\} \in \{0, 1\}, j \in \{1, 2, \dots, n\}, n = \{a(m)\}_{\max}/\beta$$

作为上述分解的特例, 若取 $\beta = 1$, 就是 Fitch, Arce^[7,8] 用门限分解来研究中值滤波的思想。

若对 $\bar{T}(m)$ 的每一行比特串进行窗宽度为 $2N + 1$ 的第 i 值滤波, 并用 $\bar{T}^i(m)$ 表示, 得

$$\bar{T}^i(m) = \begin{bmatrix} T_1^i(m) \\ T_2^i(m) \\ \vdots \\ T_n^i(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1^i(1) & T_1^i(2) & \cdots & T_1^i(L) \\ T_2^i(1) & T_2^i(2) & \cdots & T_2^i(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_n^i(1) & T_n^i(2) & \cdots & T_n^i(L) \end{bmatrix} \quad (8)$$

称为第 i 个值的滤波分解矩阵, 其中 $\bar{T}^i(m) \in \bar{R}_{n \times L}$,

$$\{T_j^i(m)\} \in \{0, 1\}, i \in \{1, 2, \dots, 2N + 1\}$$

注意到(2)式和矩阵 $\bar{T}(m)$ 到 $\bar{T}^i(m)$ 的变换, 实质上是一种比特串之间的非线性映射, 我们有

$$T_j^i(n) = \sigma_i\{T_j(m)\}, j \in \{1, 2, \dots, n\} \quad (9)$$

于是第 i 次排序滤波输出 $\mathbf{x}_i(n)$ 为

$$\mathbf{x}_i(n) = \beta I \bar{T}^i(m) = \beta I \sigma_i\{\bar{T}(m)\} \quad (10)$$

由(1), (6), (8), (9)和(10)式, 不难导出比特串 α -TMF 定义为

$$y(m) = \frac{\beta}{2(N-T)+1} \sum_{i=T+1}^{2N+1-T} \sum_{j=1}^n T_j^i(m) \quad (11)$$

或

$$y(m) = \frac{\beta}{2(N-T)+1} \mathbf{I}\bar{\mathbf{x}}(m) \quad (12)$$

其中, $\bar{\mathbf{x}}(m) = [\mathbf{x}_1(m), \mathbf{x}_2(m) \cdots \mathbf{x}_{2N+1}(m)]^T$

由此可见, 比特串 α -TMF 与传统形式相比, 其非线性映射是在比特串之间进行的, 因而使得一些理论分析和硬件实现方便。

三、算法举例

设输入向量 $\mathbf{a}(m) = [3, 2, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 2, 2, 2, 2, 3, 0, 1]$, 要求作均值滤波, 并且取 $N = 1$, 则比特串 α -TMF 算法的基本步骤为:

(1) 分解 $\mathbf{a}(m)$ 由于 $\mathbf{a}(m)$ 均为正整数, 且 $\{a(m)\}_{\min} = 0$, 故可直接分解为

$$\mathbf{a}(m) = \beta \mathbf{I}\bar{\mathbf{T}}(m) = \mathbf{I} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

者

$$\mathbf{a}(m) = \beta \mathbf{I}\bar{\mathbf{T}}(m) = \frac{1}{2} \mathbf{I} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

显然, 有多种分解形式, 实际上可根据所需的精度求解。

(2) 对 (13) 式右端矩阵的每一行比特串进行窗宽度为 $3(N-1)$ 的第 i 值滤波得 $\bar{T}^1(m)$, $\bar{T}^2(m)$, $\bar{T}^3(m)$:

$$\bar{T}^1(m) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\bar{T}^2(m) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\bar{T}^3(m) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

(3) 恢复多电平输出 由 (10) 式得

$$\bar{x}(m) = \begin{bmatrix} x_1(m) \\ x_2(m) \\ x_3(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 2 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 & 2 & 1 & 0 & \\ 3 & 3 & 2 & 1 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 & 2 & 3 & 3 & 3 & 1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

再利用 (12) 式, 并令 $T = 0, N = 1$, 得

$$y(m) = \left[\frac{5}{3}, 2, \frac{4}{3}, \frac{2}{3}, \frac{1}{3}, \frac{1}{3}, \frac{2}{3}, \frac{4}{3}, \frac{5}{3}, 2, 2, \frac{7}{3}, \frac{5}{3}, \frac{4}{3}, \frac{1}{3} \right] \quad (19)$$

可以看出, 这一结果与传统算法一致.

四、特性研究

性质 1 由 (9) 式, 可以看出

$$\left. \begin{aligned} T_i^1(m) &= \sigma_1\{T_i(m)\} && \text{为比特串最小值滤波} \\ T_i^{N+1}(m) &= \sigma_{N+1}\{T_i(m)\} && \text{为比特串中值滤波} \\ T_i^{2N+1}(m) &= \sigma_{2N+1}\{T_i(m)\} && \text{为比特串最大值滤波} \\ T_i^i(m) &= \sigma_i\{T_i(m)\} && \text{为比特串第 } i \text{ 值滤波} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

性质 2

$$T_i^i(m) = \begin{cases} 0, & \{T_i(m-N) \cdots T_i(m) \cdots T_i(m+N)\} \text{ 中 "0" 的个数大于等于 } i \text{ 时} \\ 1, & \{T_i(m-N) \cdots T_i(m) \cdots T_i(m+N)\} \text{ 中 "0" 的个数小于 } i \text{ 时} \end{cases}$$

这是一个重要性质, 前例中的 $\bar{T}^i(m)$ 即由此算出

性质 3 若取 μ 为任意正实数, 则

$$\sigma_i\{\mu \bar{T}(m)\} = \mu \sigma_i\{\bar{T}(m)\} \quad (21)$$

作为特例, 令 $\mu = 0$, 得 $\sigma_i\{0\} = 0$.

性质 4 若比特串 α -TMF 输入和输出分别为 $a(m)$, $y(m)$, 则

$$y(m) = \frac{1}{2(N-T)+1} \sum_{i=T+1}^{2N+1-T} \sigma_i\{a(m)\} \quad (22)$$

推导如下, 由 (6), (9), (11) 式和性质 3 不难得出

$$\begin{aligned} y(m) &= \frac{1}{2(N-T)+1} \sum_{i=T+1}^{2N+1-T} \sum_{j=1}^n \beta T_j^i(m) \\ &= \frac{1}{2(N-T)+1} \sum_{i=T+1}^{2N+1-T} \sum_{j=1}^n \beta \sigma_j\{T_i(m)\} \\ &= \frac{1}{2(N-T)+1} \sum_{i=T+1}^{2N+1-T} \sigma_i \left\{ \sum_{j=1}^n \beta T_j(m) \right\} \\ &= \frac{1}{2(N-T)+1} \sum_{i=T+1}^{2N+1-T} \sigma_i\{a(m)\} \end{aligned}$$

由上述性质可以看出, 多电平 α -TMF, 对比特串滤波来说, 符合准迭加性.

五、实时信号处理的比特串 α -TMF 电路和实验结果

在上述理论的基础上, 不难得出比特串 α -TMF 实时信号处理电路原理方框图, 如图 1 所示。

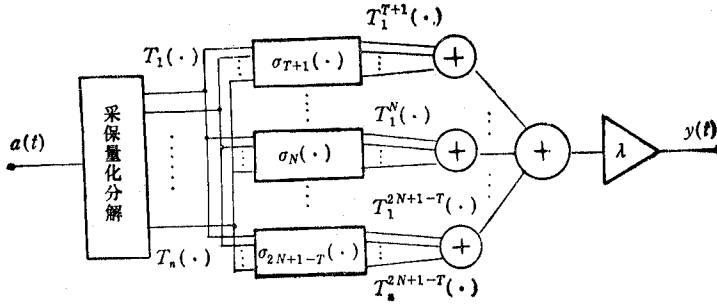


图 1 实时信号处理电路原理方框图

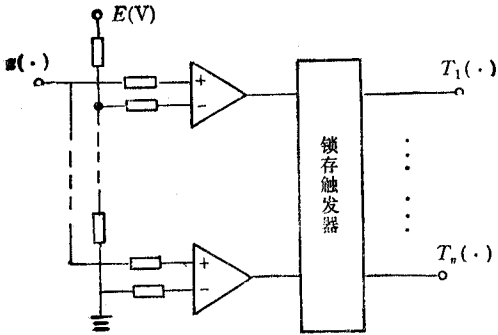


图 2 采保、量化分解电路

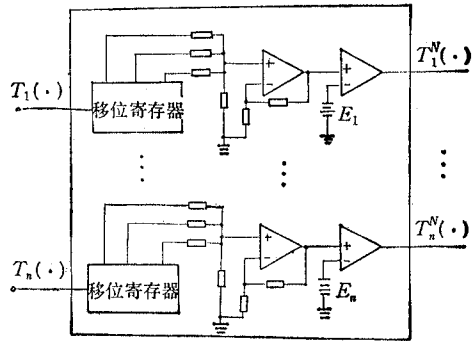


图 3 $\sigma_i\{\cdot\}$ 的实现

(注: $T_1^N(\cdot)$ 和 $T_n^N(\cdot)$ 应为 $T_1^N(\cdot)$ 和 $T_n^N(\cdot)$)

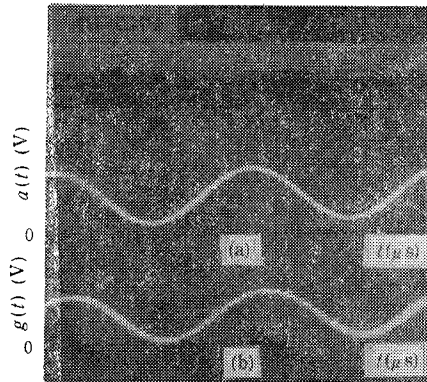


图 4 (a) α -TMF 的输入信号 $a(t)$, (b) α -TMF 的输出信号 $y(t)$ 。

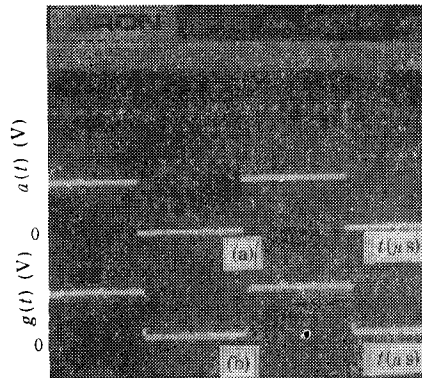


图5 (a) α -TMF 的输入信号 $a(t)$, (b) α -TMF 的输出信号 $y(t)$

其中, $\lambda = \beta/[2(N - T) - 1]$ 为放大系数;采保、量化分解可由图 2 所示的模拟电路来完成; $\sigma_i\{\cdot\}$ 功能通过移位寄存器和运放电路来完成。这里仅给出 σ_i (窗宽度为 3) 的电路结构,示于图 3。

按上述电路进行实验,测得滤波器输入为正弦加脉冲干扰(高度 4V, 宽度 $70 \mu\text{s}$), 其输出干扰全部被去掉,如图 4 所示。此外,为了说明比特串 α -TMF 对数字信号和图象信号的边缘保持作用,我们对输入方波叠加脉冲干扰信号进行实验,其输出在保持跳变边缘信号的同时去掉了干扰,如图 5 所示。

六、结 语

综合上述研究,可以看出,本文所提出的比特串 α -TMF 与传统形式相比,该方法通用、简单、可靠,尤其适合于 VLSI 实时实现,此外对其它类型的非线性滤波器也提供了一种新的研究方法。

参 考 文 献

- [1] I. Pitas, et al., *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-35**(1988)6, 636—646.
- [2] I. Pitas, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS 36**(1989)6, 796—804.
- [3] A. Kundu, et al., *IEEE Trans. on ASSP*, **ASSP-32**(1984)2, 145—153.
- [4] 张宏科, 龚碧秀, 科学通报, **35**(1990) 19, 1508—1511.
- [5] 张宏科, 姚秉椿, 信号处理, **6**(1990)4, 207—211.
- [6] Y. H. Lee, et al., *IEEE Trans. on ASSP*, **ASSP-33**(1985)6, 672—683.
- [7] G. R. Arce, et al., *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-34**(1987)4, 420—429.
- [8] J. P. Fitch, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-34**(1987)5, 553—559.

α -TRIMMED MEAN FILTER FOR REAL-TIME SIGNAL PROCESSING BASED ON BIT-SERIAL REALIZATION

Zhang Hongke Zhang Youzheng

(University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu)

Abstract Basing upon the performance of bit-serial realization, the concept called the bit-serial trimmed mean filter (α -TMF) is proposed. The main contents are as follows: (1) the definition of the α -TMF is give; (2) an example is given for the algorithm of the α -TMF; (3) the basic performances of the bit-serial α -TMF are discussed; (4) the circuit of the analog/digital hybrid realization for real-time signal processing is given.

Key words Real time signal processing; Non-linear filter; α -Trimmed mean filter