

一种新的高速自适应滤波的脉动实现结构¹

尚 勇 吴顺君* 项海格

(北京大学电子学系 北京 100871)

*(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

摘 要 LMS 算法具有计算简单,易于实现的特点,被广泛应用于诸如通信和雷达等许多信号处理领域,对其高速实现结构的研究一直是滤波器结构设计中的一个研究重点和热点.该文基于并行流水线 LMS(PIPLMS)算法,设计了一种高速自适应滤波器脉动结构.该结构既具有脉动结构的高度流水特性,又具有一定的并行性.与已有结构相比,该文设计的结构具有更高的数据吞吐率.同时由于其并行特性,该结构还具有更低的系统功耗,更大的步长因子选择范围和更快的收敛速度.

关键词 并行流水线 LMS 算法,脉动阵,自适应滤波

中图分类号 TN713

1 引 言

Least-Mean-Square(LMS)类算法具有计算简单的特点,被广泛应用于许多信号处理领域.然而对于这类算法,由于误差计算时需要当前时刻的权矢量,这严重影响了其数据吞吐率,使得常规 LMS 算法不能直接用于构造高流水线的脉动结构.

影响自适应滤波器高度流水、脉动实现的关键在于 LMS 类算法在权值更新和误差计算时,存在严重的计算瓶颈^[1,2].为了解决这一问题,人们对 LMS 算法进行一定改造,提出了诸如 Delay LMS(DLMS), PIPelined LMS(PIPLMS)等算法,并据此得到了一些高度流水自适应滤波结构^[3-8].不过,无论 DLMS 算法,还是 PIPLMS 算法都是以牺牲算法性能为代价的,而且算法性能的损失与滤波器的长度成正比.在滤波器长度较长的情况下,限制了高速自适应滤波器结构的使用.而如何进一步提高滤波速度和自适应收敛速度,也是值得研究的一个问题.对于文献[9]给出的并行自适应算法,由于其中子滤波器的长度仅为原型滤波器长度的一半,同时其收敛速度也比常规自适应算法快,因此如果对并行自适应算法进行硬件设计,就可得到速度、效率更高的自适应滤波器结构.

并行算法与常规算法相比,具有许多优点.但并行 LMS 算法也不能直接用于构造自适应滤波器脉动结构.为了得到基于并行算法的高速滤波器结构,需要借助延时技术或流水线技术.正是基于这种考虑,文献[10]提出了并行 PIPLMS 算法,这种算法能很好地克服误差计算和权值更新之间的计算瓶颈,因此可以直接用来构造并行自适应滤波器脉动结构.

通过下面的分析可以看到,基于并行 PIPLMS 算法的脉动结构,不仅可以在基于常规 PIPLMS 算法的结构基础上进一步提高系统速度;而且更为重要的是,为了以采样频率流水实现它而需引入的延时量仅为基于常规算法的一半,这就大大地提高了系统的收敛速度和跟踪能力.

2 基于并行 PIPLMS 算法的自适应滤波器脉动结构

2.1 PIPLMS 算法及并行 PIPLMS 算法

下面首先介绍 PIPLMS 算法^[11]和并行 PIPLMS 算法.

¹ 2000-12-27 收到, 2001-04-23 定稿

PIPLMS 算法如下:

$$\mathbf{h}_j = \mathbf{h}_{j-D_2} + \mu \sum_{k=0}^{LA-1} e_{j-D_1-k} \mathbf{X}_{j-D_1-k} \quad (1)$$

$$e_j = d_j - \mathbf{h}_{j-1}^H \mathbf{X}_j = d_j - \left[\mathbf{h}_{j-D_2-1}^H + \mu \sum_{k=0}^{LA-1} e_{j-D_1-k-1} \mathbf{X}_{j-D_1-k-1}^H \right] \mathbf{X}_j \quad (2)$$

这里 j 代表采样时刻, D_1, D_2 为延时量, d_j 为第 j 时刻的期望信号, e_j 为第 j 时刻的误差信号, μ 为步长因子, 而 $1 \leq LA \leq D_2$.

当 μ 值较小, 同时考虑到用 \mathbf{h}_{j-D_2} 代替 \mathbf{h}_{j-D_2-1} , 上式可近似写为

$$e_j = d_j - \mathbf{h}_{j-D_2}^H \mathbf{X}_j \quad (3)$$

(1), (3) 式即为 PIPLMS 算法.

对并行滤波结构^[12], 特别是二输入二输出并行滤波结构, 有两条输入支路和两条输出支路, 其输入输出关系如下

$$y_{0,j} = \mathbf{h}_{0,j}^H \mathbf{X}_{1,j} + \mathbf{h}_{1,j}^H \mathbf{X}_{0,j-1} \quad (4)$$

$$y_{1,j} = \mathbf{h}_{0,j}^H \mathbf{X}_{1,j} + \mathbf{h}_{1,j}^H \mathbf{X}_{0,j} \quad (5)$$

式中输入输出变量的下标中, 0, 1 分别代表偶、奇支路; 滤波器系数变量中的下标 0, 1 分别代表原型滤波器系数的偶数项、奇数项; $(\bullet)^H$ 表示矢量 \bullet 的共轭转置. 而 $\mathbf{X}_{0,j} = [x_{2j}, x_{2j-2}, x_{2j-4}, \dots, x_{2j-N}]_{1 \times N/2}$, $\mathbf{X}_{1,j} = [x_{2j-1}, x_{2j-3}, x_{2j-5}, \dots, x_{2j-1-N}]_{1 \times N/2}$, N 为原型滤波器的长度.

值得注意的是, 对于 LMS 算法, 计算误差时, 需要已知一个期望信号. 对于并行算法, 由于有两条输出支路 $y_{0,j}$ 和 $y_{1,j}$, 期望信号的选择与一般的滤波器不同. 为了容易得到并行自适应滤波的期望信号, 我们给出一种简单的选取方法, 即将对应原型滤波器的期望信号按奇、偶分为两项, 分别当作对应 $y_{1,j}$ 支路和 $y_{0,j}$ 支路的期望信号. 下面以 $y_{1,j}$ 支路为例给出并行 PIPLMS 算法:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{0,j} \\ \mathbf{h}_{1,j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{0,j-D_2} \\ \mathbf{h}_{1,j-D_2} \end{bmatrix} + \mu \sum_{k=0}^{LA-1} e_{1,j-D_1-k} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{1,j-D_1-k} \\ \mathbf{X}_{0,j-D_1-k} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} e_{1,j} &= d_{1,j} - \mathbf{h}_{0,j-1}^H \mathbf{X}_{1,j} - \mathbf{h}_{1,j-1}^H \mathbf{X}_{0,j} \\ &= d_{1,j} - \left(\mathbf{h}_{0,j-D_2-1}^H + \mu \sum_{k=0}^{LA-1} e_{1,j-D_1-k-1} \mathbf{X}_{1,j-D_1-k-1}^H \right) \mathbf{X}_{1,j} \\ &\quad - \left(\mathbf{h}_{1,j-D_2-1}^H + \mu \sum_{k=0}^{LA-1} e_{1,j-D_1-k-1} \mathbf{X}_{0,j-D_1-k-1}^H \right) \mathbf{X}_{0,j} \end{aligned} \quad (7)$$

考虑到一般 μ 值较小, 同时分别用 $\mathbf{h}_{0,j-D_2}$ 和 $\mathbf{h}_{1,j-D_2}$ 代替 $\mathbf{h}_{0,j-D_2-1}$ 和 $\mathbf{h}_{1,j-D_2-1}$. 上式可以简化为

$$e_{1,j} = d_{1,j} - \mathbf{h}_{0,j-D_2}^H \mathbf{X}_{1,j} - \mathbf{h}_{1,j-D_2}^H \mathbf{X}_{0,j} \quad (8)$$

(6) 式和 (8) 式即为并行 PIPLMS 算法的基本形式.

2.2 基于 PIPLMS 算法的脉动结构

对 PIPLMS 算法脉动结构的研究具有广泛的工程意义。文献 [11] 给出了一种基于 PIPLMS 算法的脉动结构并讨论了其在 ADPCM(Adaptive Differential Pulse-Code-Modulation) 中的应用。图 1 给出这种结构。图中 z^{-1} 表示单位延时, z^{-D1} 表示 $D1$ 步延时, x_i, y_i 和 d_i 分别对应输入, 输出和期望信号, μ 为自适应算法的步长。同样的符号说明适用于以下各图。

严格上讲, 这种结构只能称之为半脉动结构。因为在其中存在着广播数据, 这在脉动阵设计中是应该尽量避免的。同时这种结构还存在着输出滞后, 且滞后量随着滤波器长度的增加而增加。这将严重影响系统的跟踪性能。对图 1 进行割集重定时序处理 ($D \sim 2D'$), 我们设计了一种无输出滞后的 PIPLMS 自适应脉动结构, 如下图 2 所示。

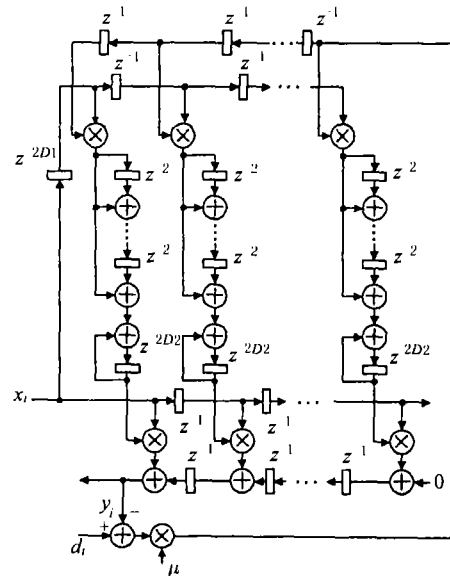
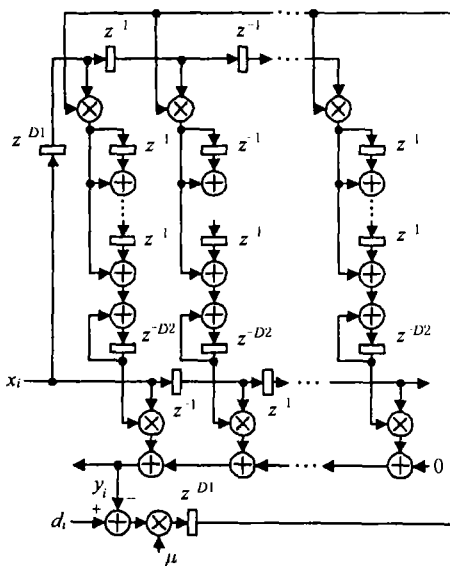


图 1 PIPLMS 自适应滤波器半脉动结构

图 2 无输出滞后的 PIPLMS 自适应滤波器脉动结构

2.3 基于并行 PIPLMS 算法的脉动结构

并行 PIPLMS 算法与常规 PIPLMS 算法相比具有很多优点, 特别是其子滤波器的长度比常规 PIPLMS 算法对应结构减半, 以及其具有并行输入输出的特点, 都使得并行 PIPLMS 算法更适于构造高速滤波器结构。正是基于这种考虑, 本文设计与之对应的脉动结构。下面按单输出支路 (以 y_1 输出支路为例) 设计给出并行 PIPLMS 算法的脉动结构。首先在图 3 中给出该结构中处理单元 (PE) 的功能定义。图 4 给出了相应的脉动结构。

图中 PE_i 代表第 i 个处理单元, $d_{1,i}, y_{1,i}$ 分别对应并行算法中 y_1 支路的期望信号和输出信号。图 4 只完成了并行结构一条输出支路的设计, 对另一条支路如果需要进行自适应处理, 系统占用硬件资源将增加近一倍; 若不需要进行自适应处理, 只需得到进行自适应处理支路的更新权值, 可将其设计为固定权值滤波器脉动结构。下面给出一种将自适应脉动结构和固定权值脉动结构相结合的并行 PIPLMS 自适应滤波器脉动结构。首先给出该结构中处理单元的定义如图 5 所示。

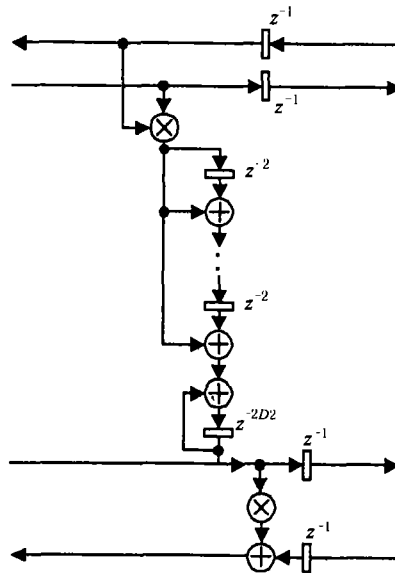


图 3 并行 PIPLMS 单支路脉动处理单元的功能定义

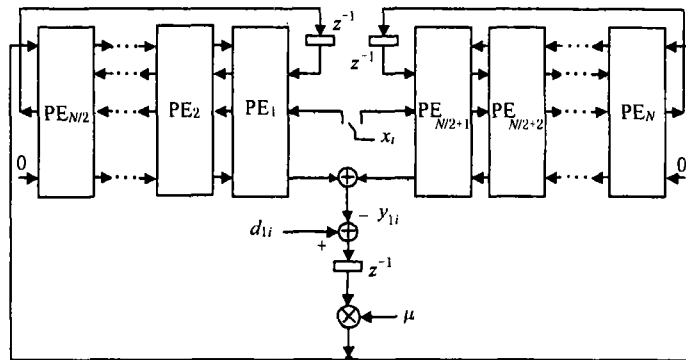


图 4 并行 PIPLMS 单支路自适应滤波器脉动实现结构

图 5 给出的自适应滤波器脉动结构处理单元与图 3 定义的处理单元相比多了两路输入输出信号，它们对应固定权值滤波支路的传递和输入输出。

对应的滤波器脉动结构如图 6 所示。

在图 6 中，输入信号 x_i 按奇偶采样交替输入；两路输出按奇偶交替构成输出信号 y_i 。而这种结构的硬件增加量主要体现在每个主处理单元增加了一次乘和一次加运算，通常为了提高系统性能，这种硬件代价是值得的。

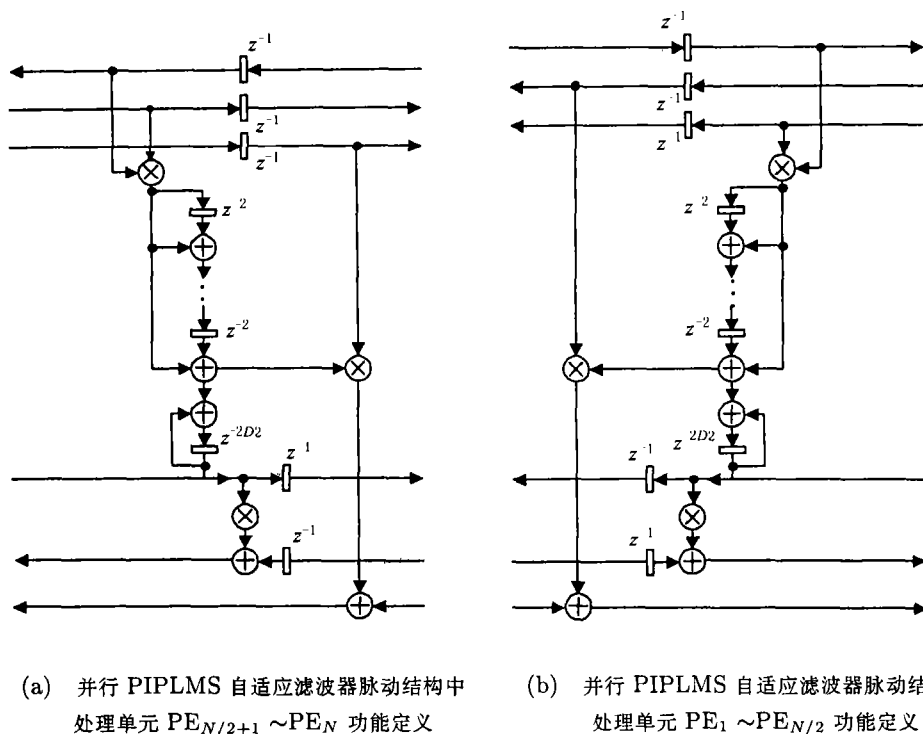


图 5

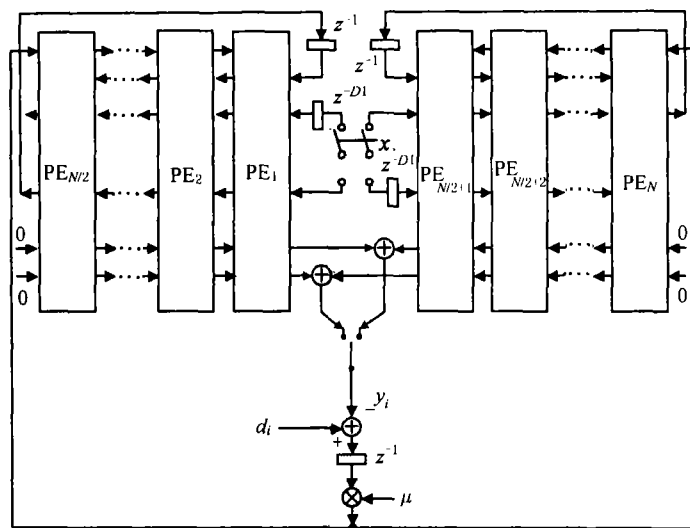


图 6 并行 PIPLMS 自适应滤波器脉动结构

3 小结

本文设计了基于并行 PIPLMS 算法的脉动结构。基于并行算法的脉动结构与基于常规算法的脉动结构相比，具有在相同采样频率情况下，系统脉动频率比常规算法低一半的优点。在基于并行算法的结构中，延时量的大小也比常规算法对应结构小一半。因此基于并行算法的结构

收敛特性、跟踪能力均比基于常规算法的结构好。这种结构更适合于滤波器长度较长, 系统数据吞吐率高, 要求系统收敛速度快, 跟踪能力强的应用场合。

参 考 文 献

- [1] M. D. Meyer, D. P. Agrawal, A high sampling rate delayed LMS filter architecture, IEEE Trans. on Circuits and Systems- II, 1993, CAS-II-40(11), 727-729.
- [2] H. Herzberg, R. H. Cohen, Y. Be'ery, A systolic array realization of an LMS adaptive filter and the effects of delayed adaptation, IEEE Trans. on Signal Processing, 1992, SP-40(11), 2799-2803.
- [3] J. Thomas, Pipelined systolic architectures for DLMS adaptive filtering, Journal of VLSI Signal Processing 1996, 12(3), 223-246.
- [4] S. C. Douglas, Q. Zhu, K. F. Smith, A pipelined LMS adaptive FIR filter architecture without adaptation delay, IEEE Trans. on Signal Processing, 1998, SP-46(3), 775-779.
- [5] N. R. Shanbhag, M. Goel, Low-power adaptive filter architectures and their application to 51.84 Mb/s ATM-LAN, IEEE Trans. on Signal Processing, 1997, SP-45(5), 1276-1290.
- [6] Q. Zhu, S. C. Douglas, K. F. Smith, A pipelined architecture for LMS adaptive FIR filter without adaptation delay, ICASSP97, Munich, Germany, 1997, 1933-1936.
- [7] K. Matsubara, K. Nishikawa, H. Kiya, A new pipelined architecture of the LMS algorithm without degradation of convergence characteristics, ICASSP97, Munich, Germany, 1997, 4125-4128.
- [8] K. Matsubara, K. Nishikawa, H. Kiya, Pipelined LMS adaptive filter using a new look-ahead transformation, IEEE Trans. on Circuits and Systems-II, 1999, CAS-II-46(1), 51-55.
- [9] 尚 勇, 刘卫东, 吴顺君, 基于并行算法的自适应滤波原理及其性能分析, 电子学报, 2001, 29(9), 1230-1232.
- [10] 尚 勇, 吴顺君, 项海格, 并行流水线 LMS 算法及其性能分析, 自然科学进展, 2001, 11(10), 1032-1037.
- [11] N. R. Shanbhag, K. K. Parhi, Relaxed look-ahead pipelined LMS adaptive filters and their application to ADPCM coder, IEEE Trans. on Circuits and Systems-II, 1993, CAS-II-40(12), 753-766.
- [12] D. A. Parker, K. K. Parhi, Low-area/power parallel FIR digital filter implementations, Journal of VLSI Signal Processing, 1997, 17(1), 75-92.

A NOVEL SYSTOLIC IMPLEMENTATION OF THE HIGH-SPEED ADAPTIVE FILTER

Shang Yong Wu Shunjun* Xiang Haige

(Dept. of Electronics, Peking University, Beijing 100871, China)

*(National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract The LMS algorithm is widely used in various signal processing fields such as radar, communication, etc. due to its simplicity. It is a focus in the research on the implementation of the high-speed adaptive filter. Based on the parallel pipelined LMS (PIPLMS) algorithm, a high-speed filter implementation is proposed in this paper. This implementation has both the properties of high pipelining in the systolic structure and parallelism in the parallel structure. At the same time, the implementation presented herein also has the properties of higher throughput rate, lower power consumption, larger step size range maintained convergence behavior and faster convergence speed.

Key words Parallel pipelined LMS algorithm, Systolic array, Adaptive filter

尚 勇: 男, 1970 年生, 北京大学电子学系博士后, 主要研究兴趣和方向: 通信信号处理, 雷达信号处理。
 吴顺君: 男, 1942 年生, 教授, 博士生导师, 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室主任, 中国电子学会会士。长期从事信号和信息处理方面的教学和科研工作。
 项海格: 男, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 北京大学电子学系主任, 中国电子学会高级会员, 中国通信学会会士。主要研究领域是数字通信理论和系统。