

文章编号: 0529-6579 (1999) 05-0022-05

格型滤波自适应权向量法的 DSP 实现^{*}

赵慧民¹, 方毓景², 余顺争¹, 张光昭¹

(1. 中山大学无线电电子学系, 广州 510275; 2 西北工业大学航海学院)

摘 要: 自适应权向量法(AWVM)检测弱信号常用 IMS 滤波算法. 这种方法的最大缺陷之一是滤波器的权系数仅根据总误差值来调整的. 因此, 这些权系数相互有牵连, 这是 IMS 自适应滤波器收敛响应较慢的原因之一. 克服这一缺点的一种方法是采用格型滤波算法. 应用格型 ISL 滤波于 AWVM 中检测噪声中的高频弱信号, 并应用 DSP 实现高速数据处理, 仿真结果证明了它的可行性和实时性及优越性.

关键词: 自适应权向量法; 格型滤波器; 微弱信号; 偏离权向量; DSP

中图分类号: TN 911.4 **文献标识码:** A

在很多领域如目标跟踪、雷达、声纳、水雷引信等都推广应用自适应滤波器方法从噪声中检测或提取弱信号. 应用格型 ISL 自适应权向量法(AWVM)^[1]是自适应滤波器的一个重要发展途径, 它充分利用了噪声中高频信号的非平稳特性, 自适应地调整权系数, 具有很强的精确性. 为达到高的实时性, 文[2]应用美国 TI 公司生产的高速信号处理器(DSP) TMS320C31 进行数据处理. TI 的 DSP-TMS320 系列芯片具有几十 ns 单周期指令, 能快速处理格型 ISL 滤波的迭代算法, 提高检测信噪比, 是这一算法有力的支持工具.

1 自适应权向量方法分析

1.1 格型 ISL 滤波算法简介

根据格型 ISL 算法的结构^[2]. 假设 e_m^f, e_m^b 分别为滤波器前向和后向线性预测误差. K_m^f, K_m^b 分别为滤波器前向和后向预测反射系数. 用

$$\xi_m^f(n) = \langle e_m^f(n), e_m^f(n) \rangle, \quad \xi_m^b(n) = \langle e_m^b(n), e_m^b(n) \rangle \quad (1)$$

分别表示前后向预测误差剩余, 即误差功率. 用

$$\Delta_{m+1}(n) = \langle z^{-1}e_m^b(n), e_m^f(n) \rangle \quad (2)$$

表示前后向预测误差相关系数. 引入角参量 γ , 它起到最佳增益控制作用. 这样修正 ISL 算法的递推公式为

初值设定: 时初值

^{*} 基金项目: 国家“八五”自然科学研究课题资助项目

收稿日期: 1998-11-13 作者简介: 赵慧民, 男, 1966 年生, 讲师, 在职博士.

$$e_m^b(0)\Delta_{m+1}(0) = 0 \quad (m = 0, \dots, N-1) \quad (3)$$

$$\gamma_m(0) = 1 \quad (4)$$

$$\xi_m^f(0) = \xi_m^b(0) = \delta \quad (m = 0, \dots, N-1) \quad (5)$$

阶初值(对 $n = 1, 2, \dots$)

$$e_0^b(n) = e_0^f(n) = x(n) \quad (\text{进入数据}) \quad (6)$$

$$\xi_0^b(n) = \xi_0^f(n) = \xi_0^f(n-1) + x^2(n) \quad (7)$$

$$\gamma_0(n) = 1 \quad (8)$$

对于 $m = 0, 1, \dots, M-1$ 计算

$$\Delta_{m+1}(n) = \lambda \Delta_{m+1}(n-1) + e_m^b(n-1) \circ e_m^f(n) / \gamma_m(n-1) \quad (9)$$

$$e_{m+1}^f(n) = e_m^f(n) - \Delta_{m+1}(n) \circ e_m^b(n-1) / \xi_m^b(n-1) \quad (10)$$

$$e_{m+1}^b(n) = e_m^b(n-1) - \Delta_{m+1}(n) \circ e_m^f(n) / \xi_m^f(n) \quad (11)$$

$$\xi_{m+1}^f(n) = \xi_m^f(n) - \Delta_{m+1}^2(n) / \xi_m^b(n-1) \quad (12)$$

$$\xi_{m+1}^b(n) = \xi_m^b(n-1) - \Delta_{m+1}^2(n) / \xi_m^f(n) \quad (13)$$

$$\gamma_{m+1}(n-1) = \gamma_m(n-1) - [e_m^b(n-1)]^2 / \xi_m^b(n-1) \quad (14)$$

这里 λ 为加权因子. 在自适应滤波中, 一般取 $\lambda = 1 - \mu$. δ 为误差功率初值, 一般取为噪声的方差大小.

1.2 自适应权向量法应用 ISL 算法的原理结构

通过格型 ISL 算法, 可得到格型滤波器的后向预测误差: $e_1^b(n), e_2^b(n), \dots, e_m^b(n)$, 将其作为线性组合器的输入, 由文献[2] 得出对于一个 m 阶的格型滤波器, 它可产生相当于从一阶到 m 阶横向滤波器的功效. 这样, 得到 ISL 自适应权向量法原理结构框图如图 1 所示.

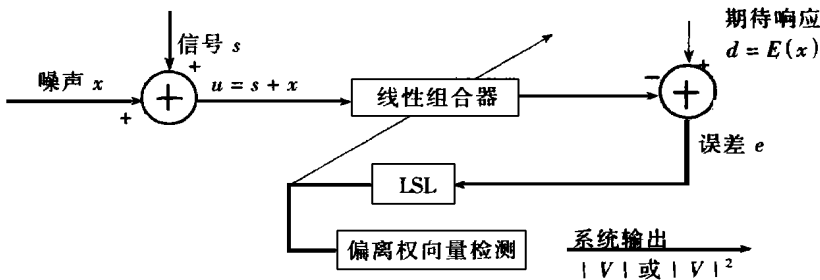


图 1 ISL 算法的自适应权向量法结构

Fig. 1 An architecture configuration of ISL algorithm with AWVM

按照最小均方误差原则, 可从图 1 得到自适应权向量法应用 ISL 算法检测弱信号的递推公式

$$y(n) = W^T(n) \circ e^b(n) \quad (15)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (16)$$

$$W_i(n) = W_i(n-1) + 2\mu e_i^b(n) \circ e(n) \quad (17)$$

其中, $e^b(n) = [e_1^b(n), e_2^b(n), \dots, e_m^b(n)]^T$, $W(n) = [w_1(n), w_2(n), \dots, w_m(n)]^T$.

1.3 LSL 自适应权向量法的 DSP 实现

LSL-AWVM 滤波算法的数据存储量和运算量比 LMS-AWVM 要大, 要求实时处理须运算速度快的芯片实现. 对于本文高频信号的检测, 应用 TMS320C31 解决这种问题是它的特点之一. TMS320C31 具有浮点运算处理能力及 35 ns 的指令周期^[4], 并可在很大的权系数取值范围内, 进行 LSL 算法迭代运算不会有数据溢出. 系统的结构框图如图 2.

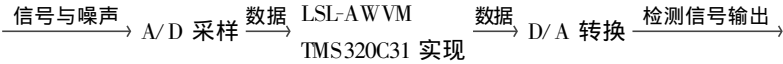


图 2 LSL-AWVM 系统结构框图

Fig 2 A system architectures of LSL-AWVM

1.4 LSL 自适应权向量法的工作原理

自适应权向量法检测系统的输入为宽带噪声 x 与所检测弱信号 s 的叠加. 取背景噪声的期望值作为期待响应, 即 $d = E(x) = m_x$. 假定弱信号出现以前系统学习过程已经结束, 也就是说, 权向量的期望值已收敛于由背景噪声所确定的最佳权向量 W_x^* , 则偏离权向量 $V_k = W_k - W_k^*$, $E[V_k] = E[W_k] - W_k^*$. 即随着 $E[W_k]$ 趋向于 W_x^* , $E[V_k]$ 趋向于零向量. 弱信号出现前, V_k 在零向量附近徘徊, 弱信号的出现改变了输入的统计特性, 产生新的最佳权向量 W_k^* , W_k^* 的下标表明它可能是时变的. 自适应 LSL 算法使权向量 W_k 尽可能的趋向于 W_k^* . 这样, 偏离权向量的期望值 $E[V_k]$ 则脱离零向量, 并尽可能的跟踪 W_x^* 与 W_k^* 之差. 其实质是将 $E[V_k]$ 作为弱信号在自适应权向量域的一个动态映像. 为提高检测快变信号的能力, 作到实时性检测的目的, 可用 $|v_j|$ 或 $|v_j|^2$ 近似代替 $E[V_k]$ 作为系统的输出, 尤其在高频时用 $|v_j|^2$ 输出检测效果更好.

2 仿真结果及其与 LMS 算法仿真结果的比较

取背景噪声为高斯白噪声, 分别加入 1 kHz、2 kHz 正弦调制脉冲信号, 检测系统按照 $|v_j|^2$ 输出. 选取权初值 $W(1) = W(0) = 0$, $\mu = 10^{-5}$, $\delta \approx \lambda \approx 0.999$, 信号采样频率 $f_s = 80$ kHz. 并且, 检测系统应用 LMS 算法时有关的参数取值与 LSL 算法一致. 分别在信噪比为 0 dB、-10 dB 时将 2 种算法应用于自适应权向量法检测弱信号的仿真结果对应输出如图 3 所示. 这样比较更易体现格型算法的优越性.

由仿真结果所见, 自适应权向量法应用格型 LSL 算法比 LMS 算法显著地提高了噪声中检测的弱信号频率和信噪比, 其输出波形更能反映输入信号的各种特性, 改进了对低信噪比信号的检测能力. 同时, 应用 TMS320C31 快速处理数据使检测输出信号有效地跟踪了噪声中输入信号的变化, 使被检测信号的频率范围得到提高. 输出结果及波形都得到了进一步改善, 为信号识别处理提供了更好的条件和更多的信息.

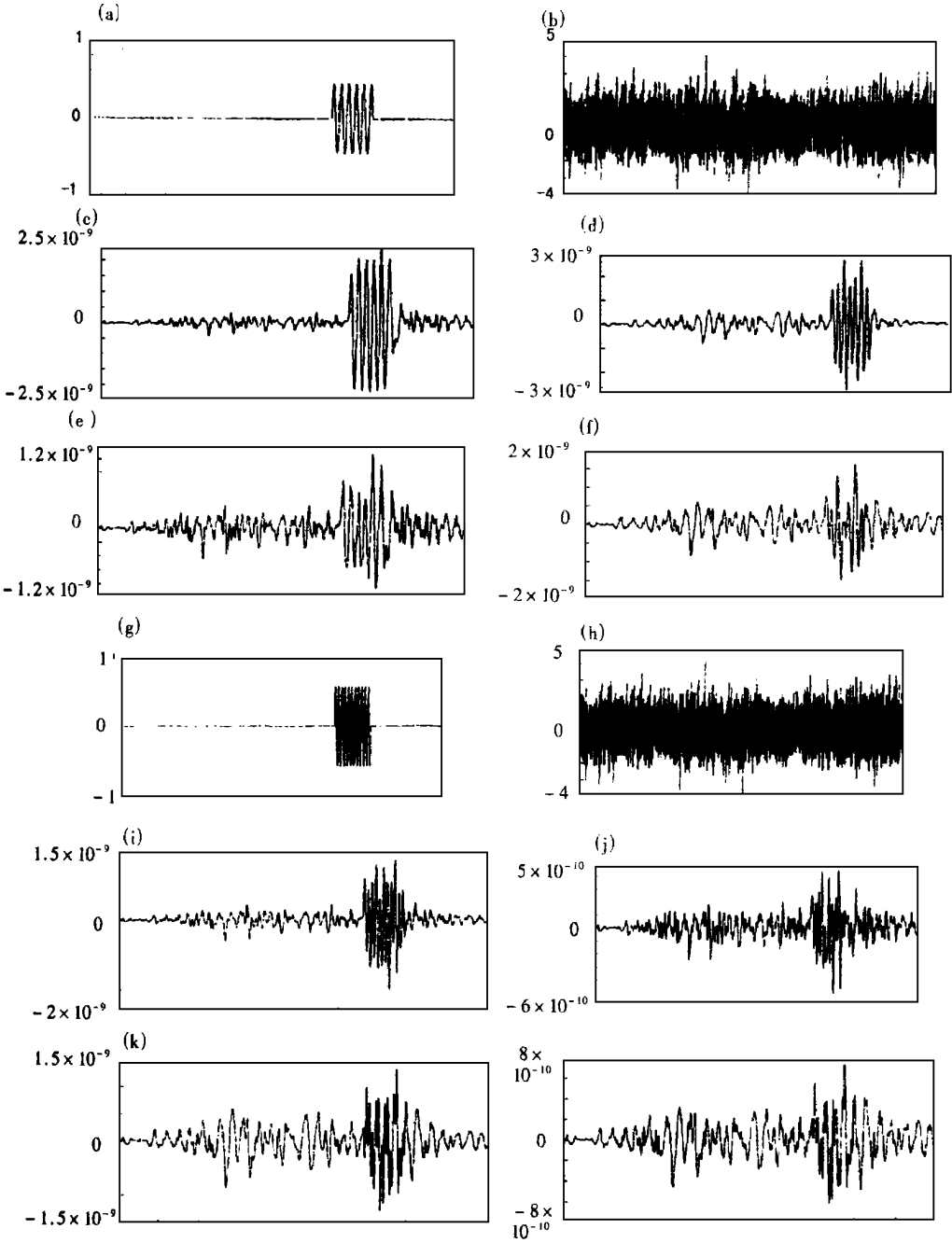


图 3 自适应权向量法检测的弱信号仿真图

Fig 3 A simulating configuration using AWVM for the detection of 1 kHz~2 kHz weak signal
a~f 1 kHz; g~l 2 kHz

参考文献:

- [1] PARTHAPRETIM De, FAN H. A delta least squares lattice algorithm for fast sampling [A]. 声学、语言及信号处理国际会议论文集 [C]. 南京: 南京航空航天大学出版社, 1998.
- [2] 赵慧民. 强背景干扰下微弱信号检测方法的研究 [D]. 西安: 西北工业大学, 1997. 3.
- [3] 彭宗启. DSP 技术原理及应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [4] TMS320C31 User Guide. Texas Instruments. 1997.

A DSP Application of Lattice Filter with Adaptive Weight Vector Method

ZHAO Hui-min^{*}, FANG Yu-jing, YU Shun-zheng, ZHANG Guang-zhao

Abstract: Adaptive weight vector method (AWVM) in detecting weak signal often uses LMS algorithm. The severe limitation of the algorithm is that weight coefficients of the filter are adjusted only using total error value. For this reason, those weight coefficients are related with each other, which is one of the reasons of the slow convergence response of LMS algorithm. One method overcoming the fault is to use lattice algorithm. This paper applies lattice LSL algorithm into AWVM for detecting high frequency weak signal from noise and for realizing high-speed data processing. The simulated results show its feasibility and reality as well as superiority.

Keywords: adaptive weight vector method; lattice filter; weak signal; departure weight vector; DSP

^{*} Department of Radio and Electronics, Zhongshan University, Guangzhou 510275, China