

改进仿射投影算法及其在电子 回声消除中的应用

文昊翔,陈隆道,蔡忠法

(浙江大学电气工程学院,浙江杭州 310027)

摘要: 在电子回声消除应用中,为提高自适应算法的收敛速度,提出一种改进的仿射投影算法及其快速实现形式.新算法利用回声路径的稀疏结构特征,通过收敛步长控制矩阵,按滤波器各系数幅值大小,等比例地为其指定相应收敛步长,以加快大系数收敛,最终达到加快滤波器整体收敛速度的目的.对新算法进行的统计学分析,为其快速收敛于目标系统的算法特性提供了理论依据.仿真实验表明与传统自适应算法相比,新算法能减小稳态失调并大幅提高收敛速度,其低计算复杂度亦保证了系统的实时性.

关键词: 电子回声消除;稀疏性;仿射投影算法;等比例仿射投影算法

中图分类号: TM714 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 06-1229-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.06.027

An Improved Affine Projection Algorithm and Its Application in Network Echo Cancellation

WEN Hao-xiang, CHEN Long-dao, CAI Zhong-fa

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou, Zhejiang 310027, China)

Abstract: An improved affine projection algorithm for network echo cancellation with its fast version is proposed to increase the convergence speed. On the basis of the sparse structure characteristic of network echo path, each coefficient of adaptive filter in the new algorithm obtains different step-size in proportion to its current absolute value, which leads to high overall convergence speed. Statistical analysis of the new algorithm provides theoretical basis for its outstanding capacity in converging to the objective system. The simulation result verifies that the new algorithm achieves faster convergence speed and lower final misalignment. In addition its low computational complexity satisfies the requirement of real-time system.

Key words: network echo cancellation; sparseness; affine projection algorithm; proportionate affine projection algorithm

1 引言

在使用电子、网络(Voice over Internet Protocol, VoIP)通讯设备时,通话者偶尔会在接收端听到自己的语音,该现象称为电子回声现象。

电子回声产生的原因有:模拟电路2-4线转换过程中,因阻抗不匹配导致电气泄露;数字信号在编码、压缩、传输、解压过程引起时延^[1]。电子回声现象严重影响通话质量,因此必须在通信设备集成回声消除器以抑制回声能量^[2,3]。

将回声产生系统的冲激响应序列 H 简称为回声路径。电子回声的产生和消除模型可简化为:远端语音信号 $X(k)$ 与回声路径 H 卷积,卷积结果受近端噪声 $v(k)$ 干扰形成回声信号 $d(k)$ 。

回声消除可简化为系统辨识问题。为消除 $d(k)$,用 FIR 滤波器 $W(k)$ 以自适应算法辨识 H ,以 $X(k)$ 与 $W(k)$ 卷积结果作为 $d(k)$ 的估计值,两者相减,实现回声对消。

典型的回声路径如图1所示。由于延时的不确定性,序列中大部分系数为零值或极小值。产生回声能量的大幅值系数称作活跃系数。活跃系数在时域聚集,数量只占总量极少一部分,该特征称作回声路径的稀疏性^[4]。

针对回声路径稀疏性,Duttweiler等学者提出等比例 NLMS 算法^[5](Proportionate Normalized Least Mean Square, PNLMS)及各种改进 PNLMS^[4-7]算法。其核心思想是为大幅值系数赋予大的收敛步长,以加快大系数的收敛速度。

但 NLMS 及其改进算法 PNLMS 在处理语音等非平稳、强相关的输入信号时,性能均严重恶化^[8,9].具体表现包括收敛速度减慢、稳态失调增加、算法无法收敛等.

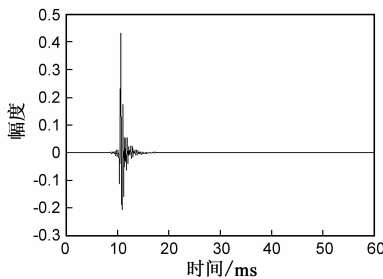


图1 典型的回声路径

为克服输入信号相关性影响, Ozeki 与 Umeda 提出仿射投影算法 (Affine Projection Algorithm, APA)^[10]. APA 通过为自适应系统引入记忆性,重复使用输入信号以提高算法收敛速度.其优异的算法性能在处理非平稳、强相关的语音信号时仍能得到保持.而快速仿射投影算法 (Fast Affine Projection Algorithm, FAPA)^[11,12]的提出,极大地简化了 APA 的计算复杂度,使其成功应用于回声消除等实时性系统^[13].

本文综合 PNLMS 与 APA 优点,提出一种针对回声消除的新算法 PAPA (Proportionate Affine Projection Algorithm).新算法利用回声路径的稀疏性,通过步长控制矩阵 $\mathbf{G}(k)$,按自适应滤波器各系数幅值大小等比例地为其指定相应的收敛步长.在引入输入信号独立性假设与 $\mathbf{G}(k)$ 时不变假设后,本文对新算法进行统计学分析,从理论上证明了新算法的快速收敛特性.最后从实际应用角度利用 FAPA 降低新算法计算复杂度以保证系统实时性.将新算法应用于回声消除,用实际回声路径及语音信号进行仿真.理论分析和仿真结果均表明与传统的 APA、NLMS、PNLMS 算法相比,本文所提算法收敛速度大幅加快,并且其稳态失调与 NLMS、PNLMS 相比亦显著减小.

2 APA 算法简介

APA^[10]通过重复利用输入数据提高算法收敛速度.定义 APA 数据重用次数为其阶数 L ,构造 L 阶 APA 如下:

设 N 为 FIR 滤波器长度; $\mathbf{H} = [h_0, h_1, \dots, h_{N-1}]^T$ 为回声路径序列; 分别记 k 时刻噪声信号、输入信号为 $v(k)$ 、 $x(k)$, 可得 k 时刻输入信号向量为 $\mathbf{X}_N(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+1)]^T$, 其中下标 N 表示数组长度,上标 T 表示矩阵转置.

期望信号 $d(k)$ 满足:

$$d(k) = \mathbf{X}_N^T(k) \mathbf{H} + v(k) \quad (1)$$

将 k 时刻前 L 个输入向量记为矩阵形式:

$$\mathbf{X}_{NL}(k) = [\mathbf{X}_N(k), \mathbf{X}_N(k-1), \dots, \mathbf{X}_N(k-L+1)] \quad (2)$$

分别记 $\mathbf{V}(k)$ 、 $\mathbf{Y}(k)$ 、 $\mathbf{D}(k)$ 为 k 时刻前 L 个噪声、滤波器输出与期望信号构成的向量,得:

$$\mathbf{V}(k) = [v(k), v(k-1), \dots, v(k-L+1)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{X}_{NL}^T(k) \mathbf{W}(k) = [y_0(k), y_1(k), \dots, y_{L-1}(k)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{D}(k) = [d(k), d(k-1), \dots, d(k-L+1)]^T \quad (5)$$

分别定义 k 时刻先验误差、后验误差为:

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{D}(k) - \mathbf{X}_{NL}^T(k) \mathbf{W}(k) = \mathbf{D}(k) - \mathbf{Y}(k) = [e_0(k), e_1(k), \dots, e_{L-1}(k)]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{s}(k) = \mathbf{D}(k) - \mathbf{X}_{NL}^T(k) \mathbf{W}(k+1) \quad (7)$$

APA 以求解约束最优化问题为算法目标.

目标函数:

$$\min \|\mathbf{W}(k+1) - \mathbf{W}(k)\|_2^2 \quad (8)$$

约束条件:

$$\mathbf{s}(k) = \mathbf{0}_{L1} \quad (9)$$

式中 $\mathbf{0}_{L1}$ 表示 $L \times 1$ 零向量.式(9)物理意义为:在强制后验误差 $\mathbf{s}(k)$ 为零的条件下,使更新后的向量 $\mathbf{W}(k+1)$ 尽可能与当前向量 $\mathbf{W}(k)$ 保持接近.应用拉普拉斯乘子法可得式(8)、(9)解为:

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \mathbf{X}_{NL}(k) (\mathbf{X}_{NL}^T(k) \mathbf{X}_{NL}(k))^{-1} \mathbf{e}(k) \quad (10)$$

因各种环境噪声及测量噪声的存在,强迫后验误差为零将迫使算法对不相关的干扰信号进行补偿,最终导致稳态失调增加.因此需引入收敛步长 m ($0 < m < 2$) 以取得稳态失调与收敛速度的折中.标准 APA 算法如下:

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + m \mathbf{X}_{NL}(k) (\mathbf{X}_{NL}^T(k) \mathbf{X}_{NL}(k))^{-1} \mathbf{e}(k) \quad (11)$$

3 PAPA 算法

PAPA 算法针对具有稀疏特性的目标系统,按幅值为 APA 各系数指定不同的收敛步长.

根据式(12)~(14)进行 PAPA 初始化.滤波器序列 $\mathbf{W}(0)$ 初始化为 $N \times 1$ 零向量;输入信号矩阵 $\mathbf{X}_{NL}(0)$ 初始化为 $N \times L$ 零矩阵; $\mathbf{G}(0)$ 为收敛步长控制矩阵,初始化为 $N \times N$ 单位对角矩阵.

$$\mathbf{X}_{NL}(0) = \mathbf{0}_{NL} \quad (12)$$

$$\mathbf{W}(1) = \mathbf{0}_{N1} \quad (13)$$

$$\mathbf{G}(0) = \mathbf{I}_{NN} \quad (14)$$

对新获得的数据 $x(k)$, 根据式(15)~(21)更新滤波器系数.

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{D}(k) - \mathbf{X}_{NL}^T(k) \mathbf{W}(k) \quad (15)$$

$$w_{\max} = \max \|\mathbf{W}(k)\| \quad (16)$$

$$r_n(k) = \max \{pw_{\max}, |w_n(k)|\}, 0 \leq n < N \quad (17)$$

$$r_{\text{average}}(k) = (r_0(k) + r_1(k) + \cdots + r_{N-1}(k))/N \quad (18)$$

$$g_n(k) = r_n(k)/r_{\text{average}}(k), 0 \leq n < N \quad (19)$$

$$\mathbf{G}(k) = \text{diag}\{g_0(k), g_1(k), \cdots, g_{N-1}(k)\} \quad (20)$$

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + m\mathbf{G}(k)\mathbf{X}_{NL}(k)(\mathbf{X}_{NL}^T(k)\mathbf{X}_{NL}(k) + q\mathbf{I}_{LL})^{-1}\mathbf{e}(k) \quad (21)$$

当某系数幅值远小于滤波器向量最大值时,式(17)的 pw_{max} 保证该系数仍能获得一定的收敛步长. p 典型值取 $1/N < p < 5/N$. 式(21)的 q 为正则化参数,以避免矩阵求逆无解. 典型值取 $q = 25LO_x^2$, O_x^2 为输入信号 $x(k)$ 功率估计.

PAPA 通过式(21)引入步长控制矩阵 $\mathbf{G}(k)$, 分别为各系数指定相应收敛步长 $g_n(k)$. $g_n(k)$ 约等于 k 时刻该系数幅值占全部系数幅值总和的比例. 大系数获得大收敛步长, $g_n(k)$ 与 $w_n(k)$ 形成正反馈, 加速大系数收敛, 直至滤波器收敛于目标系统.

4 PAPA 收敛性分析

系统辨识应用要求自适应算法必须收敛于目标系统. 本节引入独立性假设与 $\mathbf{G}(k)$ 时不变假设, 利用统计学原理对 PAPA 算法进行收敛性分析. 分析结果为 PAPA 快速收敛于目标系统的算法特性提供了理论依据.

(1) 独立性假设: 输入信号 $x(k)$ 与噪声 $v(k)$ 相互统计独立; 不同时刻的输入向量 $x(k)$ 与 $x(k-1)$ 相互统计独立; 由于 $\mathbf{W}(k)$ 的缓时变性, 可近似认为 $\mathbf{X}(k)$ 与 $\mathbf{W}(k)$ 相互统计独立. 该假设是对自适应算法进行统计学分析的基础^[14].

(2) $\mathbf{G}(k)$ 时不变假设^[5]. 步长控制矩阵 $\mathbf{G}(k)$ 为算法引入了非线性与时变性, 使得精确的性能分析与推导变得非常困难. 但因 $\mathbf{W}(k)$ 缓变, 且系数更新过程 $r_n(k)$ 占 $r_{\text{average}}(k)$ 比例近似不变, 为简化模型, 可假设 $\mathbf{G}(k)$ 时不变.

以下对新算法进行收敛性分析. 由式(1)得 $\mathbf{D}(k)$ 矩阵表达式为:

$$\mathbf{D}(k) = \mathbf{X}_{NL}^T(k)\mathbf{H} + \mathbf{V}(k) \quad (22)$$

将式(4)、(22)代入式(6), 可得:

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{D}(k) - \mathbf{Y}(k) = \mathbf{X}_{NL}^T(k)(\mathbf{H} - \mathbf{W}(k)) + \mathbf{V}(k) \quad (23)$$

将式(23)代入式(21)并省略 $q\mathbf{I}_{LL}$ 项, 得:

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + m\mathbf{G}(k)\mathbf{X}_{NL}(k)(\mathbf{X}_{NL}^T(k)\mathbf{X}_{NL}(k) + q\mathbf{I}_{LL})^{-1}[\mathbf{X}_{NL}^T(k)(\mathbf{H} - \mathbf{W}(k)) + \mathbf{V}(k)] \quad (24)$$

式(24)两边同减 \mathbf{H} , 并定义 k 时刻滤波器与目标系统距离为 $\mathbf{J}(k) = \mathbf{W}(k) - \mathbf{H}$, 重新安排各项可得:

$$\mathbf{J}(k+1) = \mathbf{J}(k) - m\mathbf{G}(k)\mathbf{X}_{NL}(k)(\mathbf{X}_{NL}^T(k)\mathbf{X}_{NL}(k) + q\mathbf{I}_{LL})^{-1}[\mathbf{X}_{NL}^T(k)\mathbf{J}(k) - \mathbf{V}(k)]$$

$$= [\mathbf{I}_{NN} - m\mathbf{G}(k)\mathbf{X}_{NL}(k)(\mathbf{X}_{NL}^T(k)\mathbf{X}_{NL}(k))^{-1} \cdot \mathbf{X}_{NL}^T(k)]\mathbf{J}(k) + [m\mathbf{G}(k)\mathbf{X}_{NL}(k) \cdot (\mathbf{X}_{NL}^T(k)\mathbf{X}_{NL}(k))^{-1}\mathbf{X}_{NL}^T(k)]\mathbf{V}(k) \quad (25)$$

式(25)两边求数学期望 $E[\cdot]$, 应用独立性假设 $E[v(k) \ x(k)] = 0$, 可得式(25)右边第二项数学期望为零. 利用 $\mathbf{W}(k)$ 与 $\mathbf{X}(k)$ 近似统计独立可得:

$$E[\mathbf{J}(k+1)] = E[(\mathbf{I}_{NN} - m\mathbf{G}(k)\mathbf{X}_{NL}(k)(\mathbf{X}_{NL}^T(k) \cdot \mathbf{X}_{NL}(k))^{-1}\mathbf{X}_{NL}^T(k))\mathbf{J}(k)] \\ = E[(\mathbf{I}_{NN} - m\mathbf{G}(k)\mathbf{X}_{NL}(k)(\mathbf{X}_{NL}^T(k) \cdot \mathbf{X}_{NL}(k))^{-1}\mathbf{X}_{NL}^T(k))E[\mathbf{J}(k)]] \quad (26)$$

记 $\mathbf{R}(k) = \mathbf{X}_{NL}^T(k)\mathbf{X}_{NL}(k)$, 重写 $\mathbf{X}_{NL}^T(k)$ 为 $\mathbf{X}_{NL}^T(k) = [\mathbf{X}_L(k), \mathbf{X}_L(k-1), \cdots, \mathbf{X}_L(k-N+1)]$, 则

$$E[\mathbf{R}(k)] = E[\mathbf{X}_{NL}^T(k)\mathbf{X}_{NL}(k)] \\ = E\{[\mathbf{X}_L(k), \mathbf{X}_L(k-1), \cdots, \mathbf{X}_L(k-N+1)] \\ \cdot [\mathbf{X}_L(k), \mathbf{X}_L(k-1), \cdots, \mathbf{X}_L(k-N+1)]^T\} \\ = E[\mathbf{X}_L(k)\mathbf{X}_L^T(k) + \mathbf{X}_L(k-1)\mathbf{X}_L^T(k-1) + \cdots \\ + \mathbf{X}_L(k-N+1)\mathbf{X}_L^T(k-N+1)] \\ = \mathbf{NR}_{LL} \quad (27)$$

式(27)中, $\mathbf{R}_{LL} = E[\mathbf{X}_L(k)\mathbf{X}_L^T(k)]$ 为输入向量 $\mathbf{X}_L(k)$ 的自相关矩阵. 假设输入信号 $\mathbf{X}_L(k)$ 为平稳白噪声, 利用 $x(k)$ 与 $x(k-1)$ 相互统计独立, 即: 当 $i \neq j$, 得 $E[x(i) \ x(j)] = 0$; 否则 $E[x(i) \ x(j)] = O_x^2$. 可得 $\mathbf{R}_{LL} = O_x^2\mathbf{I}_{LL}$. 式(26)简化为:

$$E[\mathbf{J}(k+1)] \approx E[(\mathbf{I}_{NN} - m\mathbf{G}(k)\mathbf{X}_{NL}(k)\mathbf{X}_{NL}^T(k)/(NO_x^2)) \cdot E[\mathbf{J}(k)]] \quad (28)$$

同理得 $E[\mathbf{X}_{NL}(k)\mathbf{X}_{NL}^T(k)] = LO_x^2\mathbf{I}_{NN}$, 最终可得:

$$E[\mathbf{J}(k+1)] \approx (\mathbf{I}_{NN} - mL\mathbf{G}(k)/N)E[\mathbf{J}(k)] \quad (29)$$

应用 $\mathbf{G}(k)$ 时不变假设, 式(29)可改写为标量形式:

$$E[\mathbf{J}_n(k+1)]/E[\mathbf{J}_n(k)] \approx (1 - mLg_n/N), 0 \leq n < N \quad (30)$$

由式(30)得: 当满足 $|(1 - mLg_n/N)| < 1$, 得 $E[\mathbf{J}(\infty)] = \mathbf{0}$. 因定义 $\mathbf{J}(k) = \mathbf{W}(k) - \mathbf{H}$, 滤波器收敛于目标系统 \mathbf{H} 得证. 解不等式得 m 取值范围为:

$$0 < m < 2N/(Lg_n) < 2N/L \quad (31)$$

同时由式(30)可得各系数以分贝为单位的收敛速度为 $20\log_{10}(1 - mLg_n/N)$. 因 g_n 与系数幅值成正比, 由式(31)得大系数以更快的速度收敛, 从理论上证明了新算法的快速性.

但式(31)只保证滤波器一阶收敛于目标系统, 自适应算法稳态失调与其二阶统计量 $\mathbf{C} = E[\mathbf{J}(k)\mathbf{J}^T(k)]$ 有关. 为使 \mathbf{C} 收敛, m 理论取值范围上界将大幅降低. 而实际应用为保证系统稳定性, m 典型值取 $0 < m < 0.1$.

5 PAPA 快速实现及计算复杂度分析

定义滤波器系数全部更新一次所需乘法次数(舍弃常数项)为自适应算法的计算复杂度. 电子回声消除应用, 要求算法必须满足实时性, 即计算复杂度不能过高. 而直接求解 PAPA 算法需进行矩阵相乘与求逆运算, 复杂度 $(3L^3 + L^2 + L(2N + 1) + N)$, 为实时系统所无法接受. 应用 FAPA 可快速实现 PAPA 算法. FAPA 计算复杂度为 $2N + 19L$, 其实现过程见表 1.

表 1 FAPA 算法

Initialization:
$C_b^d(0) = C_f^d(0) = O_x^2$; $\mathbf{W}(1) = \mathbf{0}_{N1}$; $\mathbf{W}_f(0) = [1, \mathbf{0}_{NL}^T]^T$; $\mathbf{W}_b(0) = [\mathbf{0}_{NL}^T, 1]^T$;
$\mathbf{r}(0) = \mathbf{0}_{(L-1)1}$; $x(k) = 0 (k \leq 0)$; $\mathbf{B}(0) = O_x^2 \mathbf{1}_{(L-1)1}$; $\mathbf{E}(0) = O_x^2 \mathbf{1}_{(L-1)1}$;
Do for $k > 0$
1. use sliding windowed FRLS with window length L to update $C_b^d(k)$, $C_f^d(k)$, $\mathbf{W}_f(k)$, $\mathbf{W}_b(k)$
2. $\mathbf{r}(k) = \mathbf{r}(k-1) + x(k) \mathbf{X}_{(L-1)}(k-1) - x(k-N) \mathbf{X}_{(L-1)}(k-N-1)$
3. $e_0(k) = d(k) - \mathbf{X}_N^T(k) \mathbf{W}(k) - m \mathbf{r}^T(k) \mathbf{E}(k-1)$
4. $\mathbf{e}(k) = [e_0(k), (1-m) \mathbf{e}^T(k-1)]^T$
5. $\mathbf{S}(k) = [0, \mathbf{B}^T(k)]^T + \mathbf{W}_f(k) \mathbf{W}_f^T(k) \mathbf{e}(k) / C_f^d(k)$
6. $\mathbf{E}(k) = [0, \mathbf{E}^T(k-1)]^T + \mathbf{S}(k)$
7. $[\mathbf{a}_{(L-1)1}^T, 0]^T = \mathbf{S}(k) - \mathbf{W}_b(k) \mathbf{W}_b^T(k) \mathbf{e}(k) / C_b^d(k)$
8. $\mathbf{B}(k+1) = (1-m) \mathbf{a}_{(L-1)1}$
9. $\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + m \mathbf{X}_N(k-L+1) \mathbf{E}^{L-1}(k)$

FAPA 第一步所需 FRLS(Fast Recursive Least Square) 为快速递归最小二乘算法. $\mathbf{W}_f(k)$ 、 $\mathbf{W}_b(k)$ 分别为前向、后向预测滤波器; $C_b^d(k)$ 、 $C_f^d(k)$ 分别为前向、后向最小预测误差. FAPA 通过窗宽为 L 的移动窗 FRLS 算法, 以 $10L$ 次乘法运算, 对 $(\mathbf{X}_{NL}^T(k) \mathbf{X}_{NL}(k))$ 矩阵进行递归求逆. $\underline{\mathbf{e}}(k)$ 、 $\underline{\mathbf{E}}(k)$ 分别表示抽取数组 $\mathbf{e}(k)$ 、 $\mathbf{E}(k)$ 的第 $0 \sim (L-2)$ 个元素组成的新序列. $\mathbf{E}^{L-1}(k)$ 表示数组 $\mathbf{E}(k)$ 最后一个元素. FAPA 算法推导较为复杂, 详细推导过程可参阅文献[12].

FAPA 算法 1~9 步各步计算复杂度分别为: $10L$ 、 $2L$ 、 $N+L$ 、 L 、 $2L$ 、 0 、 $2L$ 、 L 、 N . 得 FAPA 总计算复杂度为 $19L + 2N$.

PAPA 以 FAPA 算法为基础, 其实现见表 2. 为系数 $w_n(k)$ 指定相应收敛步长 $g_n(k)$ 需增加 N 次乘法, 其余各步均不增加乘法运算次数, 得 PAPA 快速算法总计算复杂度为 $(3N + 19L)$. 同时式(16)、(17)共 $2N$ 次大小判断的耗时不容忽略. 但基于步长矩阵 $\mathbf{G}(k)$ 的缓时变性, 可 $50 \sim 80$ 步更新一次 $g_n(k)$, 以减轻处理器负担. 该简化对算法性能影响不大.

表 2 PAPA 算法

Initialization:
The initialization of PAPA is similar to the FAPA, but in addition: $p = 5/N$; $\mathbf{G}(0) = \mathbf{1}_{NN}$;
Do for $k > 0$
Procedures 1 to 8 are similar to the procedures of FAPA
9. $\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + mG(k) \mathbf{X}_N(k-L+1) \mathbf{E}^{L-1}(k)$
If k is indivisible by 50, then the procedures 10 to 14 are launched.
10. $w_{\max} = \max \mathbf{W}(k) $
11. $r_n(k) = \max pw_{\max}, w_n(k) $, $0 \leq n < N$
12. $r_{\text{average}}(k) = (r_0(k) + r_1(k) + \dots + r_{N-1}(k))/N$
13. $g_n(k) = r_n(k)/r_{\text{average}}(k)$, $0 \leq n < N$
14. $\mathbf{G}(k) = \text{diag}\{g_0(k), g_1(k), \dots, g_{N-1}(k)\}$

四种常用的自适应算法计算复杂度见表 3.

表 3 相关自适应算法计算复杂度

算法名称	运算复杂度
NLMS	$2N$
PNLMS	$3N$
FAPA	$2N + 19L$
PAPA	$3N + 19L$

6 仿真结果

为检验所提算性能, 对表 3 四种自适应算法进行仿真, 比较新算法与传统自适应算法的收敛速度与稳态失调. 算法失调(Misalignment)用于度量自适应滤波器与目标系统的逼近程度, 定义为 $10 \log_{10} (\| \mathbf{W}(k) - \mathbf{H} \|_2^2 / \| \mathbf{H} \|_2^2)$, 单位分贝.

使用图 1 所示的回声路径, 算法参数设置如下:

算法 1 NLMS, $m = 0.05$ 、 $N = 1024$;

算法 2 PNLMS, $m = 0.05$ 、 $N = 1024$, 50 步更新一次 $\mathbf{G}(k)$;

算法 3 FAPA, $m = 0.05$ 、 $N = 1024$ 、 $L = 10$;

算法 4 PAPA, $m = 0.05$ 、 $N = 1024$ 、 $L = 10$, 50 步更新一次 $\mathbf{G}(k)$.

第一组仿真实验, 激励信号 $x(k)$ 、 $v(k)$ 为相互独立的高斯白噪声; $x(k)$ 与 \mathbf{H} 卷积结果为 $y(k)$, $y(k)$ 与 $v(k)$ 信噪比为 $\text{SNR} = 30\text{dB}$; 采样频率 8kHz .

PAPA 与 PNLMS、FAPA、NLMS 的性能比较如图 2 所示. 由图 2 可得, 在全局步长相等 ($m = 0.05$) 条件下, PAPA 收敛速度与 NLMS、PNLMS 相比有大幅提高. 在收敛初期, PAPA 收敛速度远快于 FAPA, 而在收敛末期会被 FAPA 稍微超越, 但两者旋即收敛, 且稳态失调相近. 综上所述, PAPA 算法各项性能均显著优于传统自适应算法.

自适应算法的理论推导过程均是基于平稳、独立随机信号输入. 由于语音信号的非平稳性及强相关性, 各类算法在处理语音信号时, 性能均有不同程度恶化,

影响算法实际应用效果.因此第二组实验用真实语音信号作为输入,干扰信号 $v(k)$ 采用与语音信号无关的高斯白噪声;SNR = 20dB;其余参数设置保持不变.

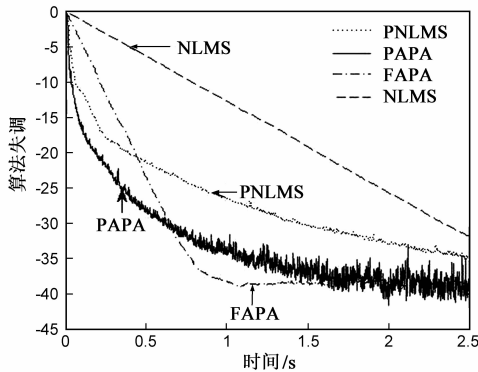


图2 相关自适应算法性能比较

PAPA 与 PNLMs、FAPA 处理语音信号的性能比较如图 3 所示. NLMS 收敛速度过慢,不再列出.由图 3 得,在输入为强相关、非平稳的语音信号时,各算法性能均有不同程度下降.但第一组实验的结论仍然成立,即 PAPA 收敛速度与稳态失调均优于 PNLMs、FAPA 等传统自适应算法.

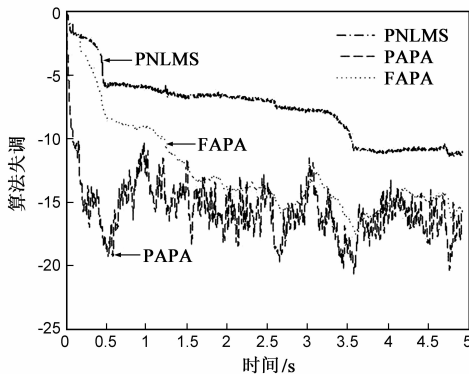


图3 相关自适应算法性能比较(语音输入,白噪声干扰)

第三组仿真实验检验新算法对有色噪声的抗干扰能力.输入信号由有色噪声与回声信号组成,有色噪声由白噪声经过一阶滤波器 $1/(1 - 0.95z^{-1})$ 产生,信噪比 SNR = 20dB.其余参数设置与第二组实验一致.仿真结

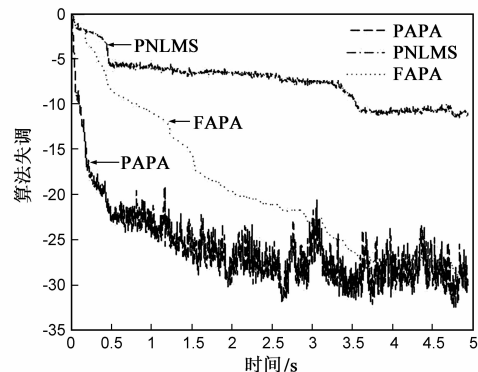


图4 相关自适应算法性能比较(语音输入,有色噪声干扰)

果如图 4 所示.

综合图 3、图 4 可得,与其它自适应算法相比,新算法无论在有色噪声还是白噪声干扰条件下,仍能获得较快的收敛速度与更小的稳态失调.噪声的频谱分布对新算法无显著影响.而基于输入数据重用的各种改进 APA 算法(如 FAPA、PAPA)在处理语音信号等强相关信号输入时,更能显示其算法的优越性.

PAPA 算法在 PC(CPU 为 Intel Core 3GHz, 1.85GB 内存)上用 MATLAB 编程实现,每步迭代平均用时 0.0867ms,在 12kHz 采样频率条件下仍能保证系统实时性,满足回声消除系统的基本要求.

7 结语

改进仿射投影算法 PAPA 利用回声路径稀疏结构特性,将 PNLMs 思想应用于 APA 算法,通过步长控制矩阵 $\mathbf{G}(k)$,按滤波器各系数幅值大小,等比例地为其赋予相应的收敛步长,从而加快大系数收敛,提高滤波器整体收敛速度.

利用输入信号独立性假设与 $\mathbf{G}(k)$ 时不变假设对 PAPA 进行统计学分析,分析结果为其快速收敛于目标系统的算法特性提供了理论依据.

直接求解 PAPA 计算复杂度与 L^3 成正比.利用 FAPA 对 PAPA 算法进行改进,提出 PAPA 快速实现形式,使其计算复杂度降至与 L 成正比,保证了回声消除系统实时性要求.

理论与实验结果表明,与传统自适应算法相比,PAPA 收敛速度和稳态失调均有明显改善.

参考文献

- [1] ITU-T Recommendation G. 168-2009, Digital Network Echo Cancellers[S].
- [2] 李挥,林茫茫,胡海军,等. VoIP 回声消除器设计及算法研究[J]. 电子学报,2007,35(9):1774-1778.
LI Hui, LIN Mang-mang, HU Hai-jin, et al. A VoIP echo canceller design and algorithm study[J]. Acta Electronica Sinica, 2007,35(9):1774-1778. (in Chinese)
- [3] 宋彦,汪萌,戴礼荣.带双端发声检测的回声消除改进算法[J].清华大学学报(自然科学版),2008,48(1):760-764.
SONG Yan, WANG Meng, DAI Li-rong. Improved echo canceller for double-talk detection[J]. Journal of Tsinghua University(Sci&Tech), 2008,48(1):760-764. (in Chinese)
- [4] Hongyang D, Droslovacki M. Proportionate adaptive algorithms for network echo cancellation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006,54(5):1794-1803.
- [5] Duttweiler D. Proportionate normalized least mean squares adaptation in echo cancellers[J]. IEEE Transactions on Speech

and Audio Processing, 2000, 8(5): 508 – 518.

- [6] 刘立刚, F Masahiro, 张世永. 一种变步长 Proportionate NLMS 自适应滤波算法及其在网络回声消除中的应用[J]. 电子学报, 2010, 38(4): 973 – 978.
LIU Li-gang, F. Masahiro, ZHANG Shi-yong. A variable step-size proportionate NLMS adaptive filtering algorithm and its application in network echo cancellation[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(4): 973 – 978. (in Chinese)
- [7] Hongyang D, Droslovacki M. Improve convergence of the PNLMS algorithm for sparse impulse response identification[J]. IEEE Letter on Signal Processing, 2005, 12(3): 181 – 184.
- [8] 朱义勇, 姚富强, 朱勇刚, 等. 一种新颖的变步长仿射投影算法[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(4): 984 – 987.
ZHU Yi-yong, YAO Fu-qiang, ZHU Yong-gang, et al. New VSS affine projection algorithm and its application in system identification[J]. Journal of System Simulation, 2009, 21(4): 984 – 987. (in Chinese)
- [9] 谢胜利, 周元建. 一种新自适应滤波快速算法及其在多路回波消除中的应用[J]. 电子学报, 2003, 31(2): 276 – 279.
XIE Sheng-li, ZHOU Yuan-jian. A new adaptive filtering algorithm and its application in stereophonic acoustic echo cancellation[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(2): 276 – 279. (in Chinese)
- [10] Ozeki K, Umeda T. An adaptive filtering algorithm using an orthogonal projection to an affine subspace and its properties. [J]. Electronics and Communications in Japan, 1984, 67(1): 19 – 27.
- [11] Glentis G, Berberidis K, Theodoridis S. Efficient least squares

adaptive algorithms for FIR transversal filtering[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1999, 16(1): 13 – 41.

- [12] Gay S L, Tavathia S. The fast affine projection algorithm[J]. IEEE Trans, 1995, 54(5): 3023 – 3026.
- [13] LIU Xu, CHU Lin-hou. An improved affine projection algorithm and its application in acoustic echo cancellation[J]. IEEE Image and Signal Processing, 2010, 50(9): 4344 – 4348.
- [14] Paulo S R Diniz. 自适应滤波算法与实现[M]. 第2版. 刘郁林, 景晓军, 谭刚兵, 译. 杨义先, 审校. 北京: 电子工业出版社, 2004. 51 – 53.

作者简介



文昊翔 男, 1984 年 4 月出生于广东省韶关市, 博士生, 2008 年毕业于浙江大学生物医学工程专业, 同年获浙江大学本科学位, 现就读于浙江大学电气工程学院, 主要从事自适应滤波理论, 电子、声学回声消除, 有源消声研究.

E-mail: xiangxiang_0@163.com



陈隆道 男, 1955 年 7 月出生于浙江省金华, 教授, 博士生导师, 1978 年毕业于浙江大学电机系, 1989, 1999 年于浙江大学分别获工学硕士, 工学博士学位, 发表学术论文 50 余篇, 获浙江省科技进步三等奖 4 项, 专利 1 项, 主要从事智能仪器, 测试系统, 信号分析与处理的研究.

E-mail: clongdao@vip.sohu.com