

带有旋转因子的多路回波消除自适应滤波算法

周元建, 谢胜利

(华南理工大学无线电与自动控制研究所, 广东广州 510641)

摘 要: 本文提出一种带有旋转因子的归一化多路回波消除算法 NLMS-RF, 并对算法进行了分析和几何解释. 进一步地, 我们将所提算法扩展成一种带有旋转因子的多路回波消除仿射算法 APA-RF. NLMS-RF 算法的计算量远小于 Sankaran (1999) 所提的多路回波消除算法, 而 APA-RF 的计算量与 Benesty (1996) 所提出的算法的计算量相当. 在收敛精度和速度上, NLMS-RF 和 APA-RF 分别较 Sankaran (1999) 和 Benesty (1996) 所提算法有较大的改善. 仿真结果表明所提算法的有效性.

关键词: 多路回波消除; 自适应算法; 旋转因子

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2001) 10-1360-04

A Adaptive Filtering Algorithm with Rotating Factor for Multi-Channel Echo Cancellation

ZHOU Yuan-jian, XIE Sheng-li

(The Research Institute of Radio & Automatic Control, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510641, China)

Abstract: A Normal Least Mean Square adaptive filtering algorithm with rotating factor (NLMS-RF) is proposed and its performance and geometry property is analyzed in this paper. Furthermore, it is extend to a multi-channel Affine Projection Algorithm with rotating factor (APA-RF) for stereophonic echo cancellation. The computational complexity of the NLMS-RF is much lower than that of Sankaran's (1999), and the computational complexity of the APA-RF is as much as that of Benesty's (1996). As compared with Benesty's (1996) and Sankaran's (1999), the NLMS-RF and APA-RF is of faster convergence and more accuracy respectively. The simulation in MATLAB indicates its efficiency.

Key words: stereo echo cancellation; adaptive algorithm; rotating factor

1 引言

由于立体声电话会议系统能提供比单声道系统更多的空间信息, 以帮助听众分辨出讲话者所处的位置和增加其身临其境的感觉, 所以大多数电话会议系统都采用多声道喇叭/麦克风系统, 如图 1 所示. 在这种喇叭/麦克风系统中, 近端麦克风将拾起喇叭的输出而形成回波, 因此, 这种系统大都使用声学回波消除器来抵消回波. 而在立体声会议系统中, 回波随声道数目的增加而增加, 随扬声器和麦克风的位置不同而不同, 因此多路回波的消除出现了与单路回波消除不同的问题. 关于多路回波的研究, 国外是从近几年才起步的, 并有一些零星的结果, 国内尚未有系统开展研究的报道. J. Benesty (1995) 指出立体声回波消除问题的本质是由于两路信号的强相关性所带来的收敛速度慢的问题^[1], 因此除去两路信号的相关性是一些立体声回波消除算法的核心所在^[2,3]. G. Sankaran (1999) 提出一种带有正交改正因子的归一化最小均方算法 (NLMS-OCF) 并将其扩展到两路回波的消除上^[4,5], 但其计算复杂度

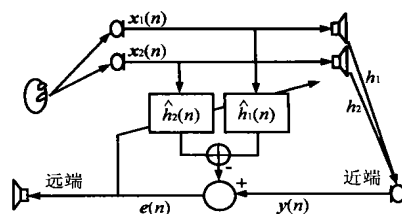


图 1 立体声回波消除示意图

相当高, 而且稳态失调大, 要求步长因子必须非常小. J. Benesty (1996) 提出一种在每个自适应滤波器增加量与其它滤波器的输入之间有正交约束的多路回波算法 (APA-MC)^[2], 但其算法缺乏理论依据, 而且当输入信号是两路强相关信号时, 其收敛速度较仿射投影算法并没有多大改善. 本文提出一种带有旋转因子的归一化最小均方多路回波消除算法 (NLMS-RF), 并扩展为带旋转因子的多路仿射投影算法 APA-RF, 仿真结果表明, NLMS-RF 性能优于 NLMS-OCF; APA-RF 的性能优于 APA-MC.

收稿日期: 2000-05-23; 修回日期: 2001-04-15

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 69972016); 广东省自然科学基金 (No. 990892); 教育部高校骨干教师基金 (No. 2000-65)

2 带有旋转因子的 NLMS-RF 型多路回波消除算法

立体声回波消除器如图 1. 为避免混乱, 图 1 只画了近端房间喇叭/麦克风系统一个声道的回波消除结构, 实际上, 相同的回波路径也存在于另一声道之中.

用 $x_i(n) = (x_i(n), x_i(n-1), \dots, x_i(n-L+1))^T$ 记在远端 n 时刻语音信号源经第 i 个麦克风后的输出信号, 用 $h_i = (h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iL})^T$ 分别记近端第 i 个喇叭到麦克风的脉冲响应, $h_i(n) = (h_{i1}(n), h_{i2}(n), \dots, h_{iL}(n))^T$ 为 n 时刻自适应滤波器的脉冲响应(这里 $i=1, 2, L$ 为滤波器长度), 则近端 n 时刻的回声信号 $y(n)$ 可以表达为

$$y(n) = h_1^T x_1(n) + h_2^T x_2(n) \quad (1)$$

这里 T 表示向量的转置. 类似地, 在 n 时刻自适应滤波器的输出信号 $\hat{y}(n)$ 可以表达为

$$\hat{y}(n) = \hat{h}_1^T(n) x_1(n) + \hat{h}_2^T(n) x_2(n) \quad (2)$$

从而 n 时刻的误差 $e(n)$ 可以表达为

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) \quad (3)$$

令 $x(n) = (x_1^T(n), x_2^T(n))^T$, $h(n) = (h_1^T(n), h_2^T(n))^T$ (即将 n 时刻的输入向量 $x_1(n), x_2(n)$ 及自适应滤波器的权系数向量 $h_1(n), h_2(n)$ 分别接在一起), 两路 NLMS 算法按如下公式更新自适应滤波器的系数:

$$h(n+1) = h(n) + \mu [x(n) / \|x(n)\|^2] e(n) \quad (4)$$

2.1 NLMS-RF 算法结构

在 G. Sankaran(1999) 所提出的 NLMS-OCF 算法中^[4], 为了减弱两路输入信号的相关性, 利用了当前时刻的输入以及其前 M 个输入的正交分量组成新的输入信号特性而对原输入信号进行一种“预处理”. 经“预处理”后, 权向量的调整过程不仅利用了当前时刻的输入输出信息, 而且还利用了以前 M 个时刻的相应信息. 因为充分利用了系统的多种信息, 所以其算法的收敛速度加快是必然的, 但由于“预处理”过程对权向量的每次迭代都要进行多个向量的正交化计算, 故计算量大大增加, 因而信息的利用与计算量的适中怎样协调是一个需要探讨的问题.

本文提出了另一种“预处理”的方法, 该方法只需寻找各路输入信号 $x_i(n)$ 前一刻的输入 $x_i(n-1)$ 的正交向量 $x_i(n-1)$, 然后将 $x_i(n)$ 转化为位于 $x_i(n)$ 与 $x_i(n-1)$ 之间的某一新的输入向量 $x_{ii}(n)$ ($i=1, 2$), 以使 $x_{11}(n)$ 与 $x_{22}(n)$ 的相关性减弱(见图 2).

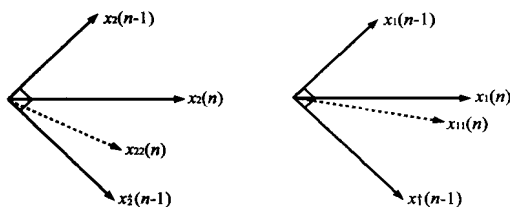


图 2 $x_i(n)$ 向 $x_{ii}(n)$ 转换的示意图

相应于以上分析的一种带有旋转因子的归一化最小均方自适应滤波算法的结构如下:

$$h(n+1) = h(n) + \mu [x(n) / \|x(n)\|^2] e(n) \quad (5)$$

这里 $x(n) = (x_{11}^T(n), x_{22}^T(n))^T$, 且

$$x_{11}(n) = x_1(n) - \alpha_1 [x_1^T(n-1) x_1(n) / \|x_1(n-1)\|^2] x_1(n-1) \quad (6)$$

$$x_{22}(n) = x_2(n) - \alpha_2 [x_2^T(n-1) x_2(n) / \|x_2(n-1)\|^2] x_2(n-1) \quad (7)$$

其中 $0 \leq \alpha_1, \alpha_2 \leq 1$. 从式(6)和(7)可看出, 当 $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ 时, $x_{11}(n) = x_1(n), x_{22}(n) = x_2(n)$; 而当 $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ 时, $x_{11}(n) = x_1(n-1), x_{22}(n) = x_2(n-1)$. 在一般情况下, α_1, α_2 使得调节自适应滤波器权向量的输入向量的方向旋转了某一个角度, 所以我们将 α_i ($i=1, 2$) 称为旋转因子.

2.2 NLMS-RF 算法分析与几何解释

对于本文所提出的算法, 由于在 $h(n+1)$ 的前一步已计算过 $\|x(n-1)\|^2$, 所以该项可保存在存储器中, 因而计算 $h(n+1)$ 的迭代只增加了计算 $x_{11}(n)$ 和 $x_{22}(n)$ 的所需的 $(2L+2)$ 次乘除法和 L 次加减法, 因而本文所提出的 NLMS-FA 算法与 NLMS 的复杂度相当, 都为 $O(L)$ (L 为每路滤波器长度), 远比 G. Sankaran 所提的 NLMS-OCF 算法的计算复杂度 $O(LM^2)$ 小. 特别, 当 $\alpha_i = 0$ ($i=1, 2$) 时, 所提算法蜕化为普通的 NLMS 算法, 故它是 NLMS 算法的扩展形式.

以下我们对旋转因子 α_1, α_2 的作用进行讨论. 假设 $\mu = 1$, 而 h_{opt} 是自适应滤波器收敛到的最佳解, 记 $h(n) = h_{opt} - \hat{h}(n)$, 则有

$$\begin{aligned} & \|h(n+1) - h(n)\|^2 = \|h_{opt} - \hat{h}(n+1) - h_{opt} + \hat{h}(n)\|^2 \\ & = \frac{x^T(n) h(n+1)}{\|x(n)\|^2} e(n) = \frac{x^T(n) h_{opt} - x^T(n) h(n+1)}{\|x(n)\|^2} e(n) \end{aligned}$$

若在第 $n+1$ 步滤波器系数收敛到最佳权系数 h_{opt} , 则上式右边等于零, 此时 $h(n+1), h_{opt}$ 和 $x(n)$ 在几何上构成直角三角形, 即 $h(n+1) \perp x(n)$, $[h(n+1) - h(n)] \perp x(n)$, 如图 3 所示. 由图 3 可知, 在 $n+1$ 时刻调节滤波器权系数向量时, 一方面, 使 $[h(n+1) - h(n)]$ 沿 $x(n-1)$ 的垂直方向而不是沿 $x(n)$ 方向增加, 可以使 $h(n+1)$ 更快地收敛到 h_{opt} ; 另一方面, 当输入为相关信号时, $x(n)$ 和 $x(n-1)$ 之间的夹角将非常小, $h(n+1)$ 收敛到 h_{opt} 的速度将非常缓慢. 因此, 对于强相关信号, 通过 α_1, α_2 可改变调节自适应滤波器权向量的输入信号向量之间的夹角, 可以使 $x_{11}(n)$ 与 $x_{22}(n)$ 的相关性减弱, 从而改善自适应滤波器权系数向量的收敛速度.

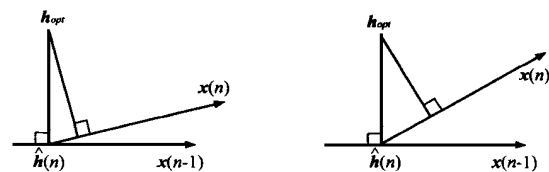


图 3 $h(n+1), h_{opt}$ 和 $x(n)$ 之间的关系

3 带有旋转因子的仿射投影多路回波消除算法 APA-RF

令 $X_i(n)$ 记第 i 个声道在时刻 n 的 p 个相邻输入信号向量所构成的矩阵, 即令 $X_i(n) = (x_i(n), x_i(n-1), \dots, x_i(n-$

$p+1)$ ($i=1,2$), 并令 $Y(n) = [y(n), y(n-1), \dots, y(n-p+1)]^T$ 为时刻 n 的 p 个相邻期望输出所构成的向量. 令 $X(n) = (X_1^T(n), X_2^T(n))^T$, 并令 $E(n) = Y(n) - X^T(n)h(n)$ 为时刻 n 的 p 个相邻误差所构成的向量. 将单路仿射投影算法 APA^[6] 扩展则两路仿射投影算法时, 自适应滤波器的权系数按如下公式进行迭代:

$$h(n+1) = h(n) + \mu X(n) [X^T(n)X(n)]^{-1} E(n) \quad (8)$$

其中 p 为仿射投影阶数.

在前面对 NLMS-RF 算法的分析中, 我们知道, 将输入信号向量朝其前一时刻输入向量的垂直方向旋转某一角度, 可以改善自适应滤波器权向量的收敛速度. 因此, 我们将矩阵 $X_1(n)$ 、 $X_2(n)$ 分别向 $X_1(n-1)$ 、 $X_2(n-1)$ 的垂直方向旋转一个角度, 即令

$$Z_1(n) = X_1(n-1) - \alpha_1 X_1(n) [X_1^T(n)X_1(n)]^{-1} X_1^T(n) \cdot X_1(n-1)$$

$$Z_2(n) = X_2(n-1) - \alpha_2 X_2(n) [X_2^T(n)X_2(n)]^{-1} X_2^T(n) \cdot X_2(n-1)$$

这里 $0 \leq \alpha_i \leq 1$ ($i=1,2$), 并令 $Z(n) = [Z_1^T(n), Z_2^T(n)]^T$, 然后用 $Z(n)$ 取代算法式 (8) 中的 $X(n)$, 就得到形式上与 J. Benesty(1996) 提出的 APA-MC 算法相似的带有旋转因子的仿射投影算法 APA-RF:

$$h(n+1) = h(n) + \mu Z(n) [Z^T(n)Z(n)]^{-1} E(n) \quad (9)$$

与 APA-MC 一样, 由于第 $n+1$ 步计算 $Z_1(n)$ 和 $Z_2(n)$ 一共只需多计算 6 次矩阵乘法, 共增加 $6\mu L$ 次乘法, 所以 APA-RF 算法与 APA-MC 算法的计算复杂度一样, 均为 $O(P^2) + (7P+1)L$, 与仿射投影算法 APA 的计算复杂度 $O(P^2) + (P+1)L$ 基本相同.

4 计算机仿真

为比较 NLMS-RF 与 NLMS-OCF 的性能, 并比较 APA-RF 与 APA-MC 的性能, 本文采用立体声回波消除中通常采用的

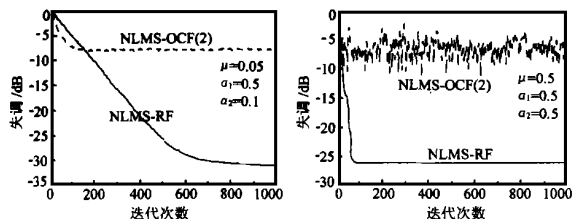


图 4 NLMS-RF 与 NLMS-OCF(2) 的性能比较

图 5 为两种算法在两组参数 $(\mu, \alpha_1, \alpha_2) = (0.3, 0.4, 0.4)$ 及 $(\mu, \alpha_1, \alpha_2) = (0.05, 0.6, 0.6)$ 情况下的比较图. 其中 M 为投影阶数, L 为自适应滤波器系数. 除图 5 外, 我们还就不同的值进行了仿真, 结果表明, 对不同的值, APA-RF 的性能都较 APA-MC 为佳. 另外, 我们还就不同的 α_1, α_2 组合 (如 $\alpha_1=0.1, \alpha_2=0.1$; $\alpha_1=0.5, \alpha_2=0.5$; $\alpha_1=0.9, \alpha_2=0.9$; $\alpha_1=0.1, \alpha_2=0.9$ 等) 进行了仿真, 结果表明, 当 α_1, α_2 同时大于 0.5 时, APA-RF 的性能略有下降, 但略微增大两算法的投影阶数 M (一至两阶), APA-RF 的性能仍比 APA-MC 为佳.

如下的失调:

$$10 \log_{10} \frac{h_1 - \hat{h}_1 \frac{\alpha_1}{2} + h_2 - \hat{h}_2 \frac{\alpha_2}{2}}{h_1 \frac{\alpha_1}{2} + h_2 \frac{\alpha_2}{2}} \quad (\text{dB})$$

作为性能评价标准. 图 4 中近端房间的有限冲响应设为

$$h_1 = [0.9621 \quad -0.0091 \quad 0.0019 \quad -0.0157 \quad 0.0179 \quad 0.0248 \quad 0.0038 \quad 0.0246]$$

$$h_2 = [0.9521 \quad -0.0109 \quad 0.0022 \quad -0.0165 \quad 0.0187 \quad 0.0243 \quad 0.0041 \quad 0.0261]$$

输入为相关的两路高斯白噪声信号: $x_2 = 0.9 x_1$, 且 NLMS-OCF 算法中的 M 值为 2, 记为 NLMS-OCF(2). 图 4 是当参数 $(\mu, \alpha_1, \alpha_2)$ 分别取为 $(0.05, 0.5, 0.1)$ 和 $(0.5, 0.5, 0.5)$ 时, 本文的 NLMS-RF 算法与 Sankaran(1999) 的 NLMS-OCF(2) 算法的性能比较. 除图 4 外, 我们还就不同的 μ 值进行了仿真, 结果表明, 当 μ 值非常小时, 在迭代初期 NLMS-OCF(2) 收敛速度略快于 NLMS-RF, 但稳态误差比 NLMS-RF 大得多, 且无法达到精度要求. 当 μ 值大于 0.5 时, NLMS-RF 的收敛速度和精度都较 NLMS-OCF(2) 为好. 另外, 我们还就不同的 α_1, α_2 组合 (如 $\alpha_1=0.1, \alpha_2=0.1$; $\alpha_1=0.9, \alpha_2=0.9$; $\alpha_1=0.1, \alpha_2=0.9$ 等) 进行了仿真, 结果都与图 4 所描述的情况类似.

为了将本文的 APA-RF 算法与 Benesty(1996) 的 APA-MC 算法进行比较, 图 5 中近端房间的有限冲响应设为

$$h_1 = [0.2190 \quad 0.0470 \quad 0.6789 \quad 0.6793 \quad 0.9347 \quad 0.3835 \quad 0.5194 \quad 0.8310 \quad 0.0346 \quad 0.0535 \quad 0.5297 \quad 0.6711 \quad 0.0077 \quad 0.3834 \quad 0.0668 \quad 0.4175]$$

$$h_2 = [0.6868 \quad 0.5890 \quad 0.9304 \quad 0.8462 \quad 0.5269 \quad 0.0920 \quad 0.6539 \quad 0.4160 \quad 0.7012 \quad 0.9103 \quad 0.7622 \quad 0.2625 \quad 0.0475 \quad 0.7361 \quad 0.3282 \quad 0.6326]$$

输入亦为相关的两路高斯白噪声信号: $x_2 = 0.9 x_1$, 并采用我们在文[7]中给出的最新变步长形式 $\mu(n) = (1 - e^{-(\epsilon(n))^2})$ (ϵ 为常数).

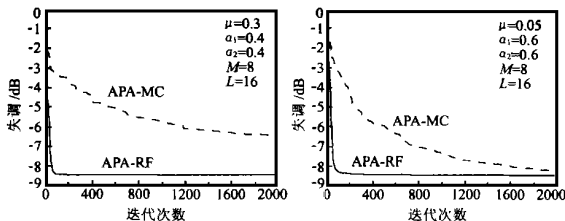


图 5 APA-RF 与 APA-MC 的性能比较

5 结论

未来的电话/电视会议系统都将使用立体声系统, 而这些系统需要立体声回波消除器对消回波. 本文提出了一种有效但结构简单的立体声回波消除自适应新算法, 以识别真实的立体声回波路径脉冲响应. 这种算法使用一个旋转因子改变滤波器权系数向量的调节方向, 改善了立体声学回波消除算法的性能.

参考文献:

- [1] J Benesty, F Amand, A Gilloire, Y Grenier. Adaptive filtering algorithms for stereophonic acoustic echo cancellation [A]. Proc. ICASSP '95 [C]:3099 - 3102.
- [2] J Benesty, D Duhamel, Y Grenier. A multi-channel affine projection algorithm with applications to multi-channel acoustic echo cancellation [J]. IEEE Signal Processing Letters 1996, 3(2):35 - 37.
- [3] Steven L Gay, Sanjeev Tavathia. The fast affine projection algorithm [A]. Proc. ICASSP 95 [C]:3023 - 3026.
- [4] S G Sankaran. Stereophonic acoustic echo cancellation using NLMS with orthogonal correction factors [A]. Proceedings of the 1999 international workshop on acoustic echo and noise control (IWAENC) [C]. Procaine Manor, 1999:40 - 43.
- [5] S G Sankaran. Normalized LMS algorithm with orthogonal correction factors [A]. Proceedings of the thirty - first annual asilomar conference on signals, systems, and computers [C], Pacific Grove, CA, 1997:1670 - 1673.
- [6] Ozeki K, Umeda T. An adaptive filtering algorithm using an orthogonal projection to an affine subspace and its properties [A]. Electronics and Communications in Japan [C], 1984, 67-A(5).
- [7] 高鹰, 谢胜利. 一种变步长 LMS 自适应滤波算法及分析 [J]. 电子学报, 2001, 29(8):1094 - 1097.

作者简介:



周元建 男, 1964 年 2 月出生于湖南望城县. 副教授. 分别于 1985 年和 1991 年获理学学士和硕士学位. 现在广东省公安司法管理干部学院工作, 并于华南理工大学攻读通信与信息系统在职博士学位, 已发表相关学术论文近十篇. 目前感兴趣的研究领域是数字信号处理和图像识别等.



谢胜利 男, 1958 年 12 月出生于湖北省公安县. 教授、博士生导师. 控制理论与控制工程博士, 通信与电子学博士后, 现于华南理工大学电子与信息工程学院无线电与自动控制研究所工作. 1986 年以来, 于非线性系统理论与应用、自适应信号处理等领域在国内外学术刊物上发表论文 60 多篇, 出版专著(国家九五重点图书)1 部, 6 次获得省部级以上科技奖励. 目前感兴趣的领域为: 非线性系统学习控制理论、机器人系统、自适应信号处理及混沌与保密通讯等.

www.cnki.net